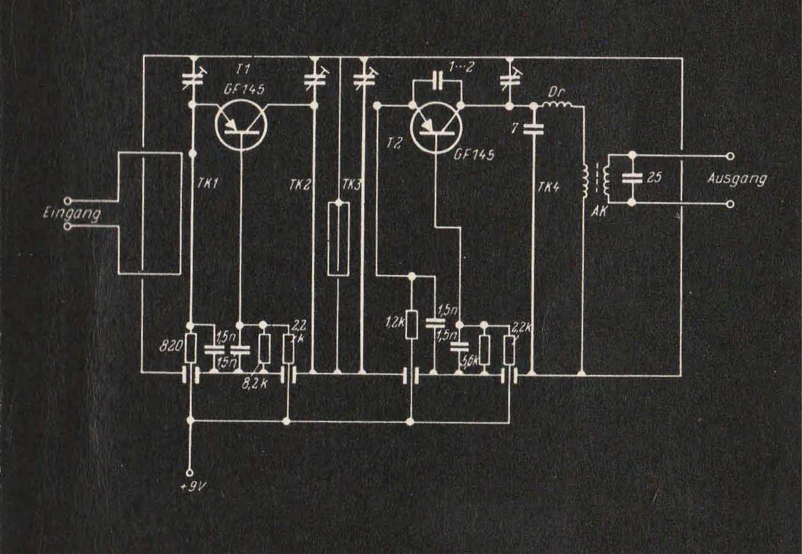
amateurreihe
electronica



Klaus K. Streng

Eingangsteile für Band-IV-Fernsehempfang

electronica · Band 91

Eingangsteile für Band-IV-Fernsehempfang

Klaus K. Streng

Eingangsteile für Band-IV-Fernsehempfang



Deutscher Militärverlag

Redaktionsschluß: 15. Oktober 1969

1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1970
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Gisela Michael
Korrektor: Ingeborg Kern
Typografie: Helmut Herrmann
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
1,90

Inhalt

Vorwort

Die für Fernsehzwecke vorgesehenen Bänder I und III im Bereich der Meterwellen (30 bis 300 MHz) sind vollständig mit Fernsehsendern belegt. Darum müssen in Hinblick auf ein 2. Fernsehprogramm andere Frequenzbereiche benutzt werden. In Richtung kleinerer Frequenzen ist das aus verschiedenen Gründen nicht möglich. Es bleibt nur der Bereich der Dezimeterwellen (300 bis 3000 MHz), allgemein als *UHF* bezeichnet (Ultra High Frequencies = ultrahohe Frequenzen). Hier wiederum erweisen sich die „längeren Dezimeterwellen" für den Fernsehrundfunk als besonders günstig. Deshalb sind die Bänder IV und V in diesen Bereich gelegt worden.
Seit dem 3. Oktober 1969 strahlt der *Deutsche Fernsehfunk* ein 2. Programm auf UHF aus.
Der Fernsehamateur muß sich also mit den Grundlagen und der Technik des UHF-Fernsehens beschäftigen, wenn er Empfangsversuche auf diesem Gebiet durchführen will. Wer allerdings über keine ausreichenden UHF-Erfahrungen verfügt und wenig von den Besonderheiten der UHF weiß, sollte den Selbstbau von UHF-Geräten unterlassen! Er gibt ohne Erfolg viel Geld aus und stört andere Fernsehteilnehmer durch unzweckmäßig aufgebaute Geräte. Darüber hinaus kann das möglicherweise strafrechtliche Folgen haben, wenn die Bestimmungen der *Deutschen Post* in bezug auf die Ausstrahlung hochfrequenter Energie nicht eingehalten werden.
Es ist die Aufgabe dieser Broschüre, den Amateuren Kenntnisse über die UHF-Technik zu vermitteln, damit sie sich Geräte aufbauen können, die der modernen Technik und den gesetzlichen Bestimmungen entsprechen.

Berlin, im Herbst 1969 *Der Verfasser*

1. Das Wesen der Dezimeterwellen

1.1. Einige Begriffsbestimmungen

Unter dem Begriff *Dezimeterwellen* versteht der Nachrichtenelektroniker elektromagnetische Wellen mit einer Länge von 1 dm bis 1 m. Wellenlänge λ und Frequenz f der elektromagnetischen Welle im Vakuum und in der Luft hängen zusammen durch die Beziehung

$$\lambda = \frac{f}{3 \cdot 10^8}.$$

Wenn man die Frequenz in Hertz einsetzt, erhält man die Wellenlänge in Meter. Die Zahl $3 \cdot 10^8$ mit der Dimension $m \cdot s^{-1}$ ist die Lichtgeschwindigkeit, mit der sich auch die Radio- und Fernsehwellen fortpflanzen. Rechnet man mit der angegebenen Beziehung die Frequenzen der Dezimeterwellen aus, so erhält man 300 bis 3000 MHz (Bild 1.1.). Diese Zahl sollte sich der Amateur merken.

In diesem Bereich, der auch UHF (*Ultra High Frequencies*) genannt wird, findet man verschiedene Funkdienste. Die kürzeren Dezimeterwellen sind den noch kürzeren Zentimeterwellen sehr ähnlich. Sie lassen sich in Parabolantennen stark bündeln. Die *Deutsche Post* verwendete lange Zeit eine Meßstrecke zwischen Kolberg (in der Nähe Berlins) und Poznań (VR Polen), um die Ausbreitungsbedingungen zu studieren.

Die „längeren Dezimeterwellen“ sind seit über 10 Jahren für Zwecke des allgemeinen Fernsehempfangs reserviert. Nach den heute geltenden internationalen Vereinbarungen für Europa sind die Bereiche 470 bis 585 MHz und 605 bis 790 MHz dem Fernsehrundfunk vorbehalten. Man bezeichnet sie als Bänder (oder Bereiche) IV und V. Im Band IV wird seit dem 3. Oktober 1969 ein 2. Programm mit farbigem Anteil in der Deutschen Demokratischen Republik ausgestrahlt. Aber schon seit längerer Zeit sind — teilweise seit 1960 — Versuchssender in diesem Bereich in Betrieb.

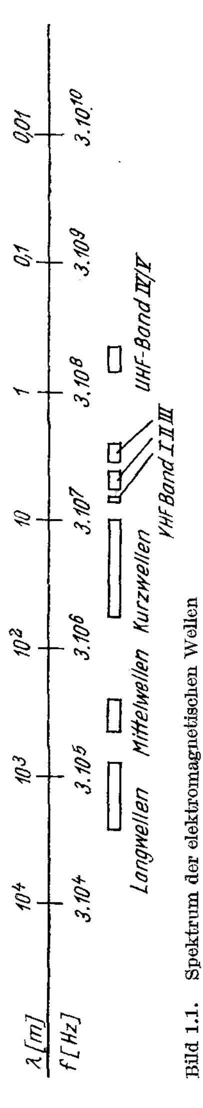


Bild 1.1. Spektrum der elektromagnetischen Wellen

Unabhängig von dieser nationalen Regelung darf auch der Bereich zwischen den beiden Bändern und darüber, d. h. von 585 bis 605 MHz und von 790 bis 860 MHz, vom Fernsehrundfunk benutzt werden, wenn die nationale Postverwaltung des betreffenden Staates das gestattet. In den meisten Ländern Westeuropas ist der Bereich von 470 bis 790 MHz zu einem sogenannten Band IV/V zusammengefaßt, das für Fernsehzwecke verwendet wird. Die sozialistischen Staaten benutzen vorerst nur das Band IV (470 bis etwa 605 MHz) für den Fernsehfunk.

UHF verhalten sich stärker noch als VHF (Meterwellen, Ultrakurzwellen) wie Lichtwellen. Sie werden nur wenig an der Erdoberfläche gebeugt, lassen sich bündeln und sind hinter Hindernissen, die große Abmessungen gegenüber der Wellenlänge haben, stark gedämpft bzw. praktisch nicht mehr zu empfangen. Die Konsequenz aus diesem Verhalten ist, daß UHF in einem Abstand vom Sender schon nicht mehr empfangen werden können, wo vielleicht VHF noch brauchbare Empfangsergebnisse liefern.

Der Empfang des VHF-Fernsehsenders bedeutet also noch keinen Beweis für die Möglichkeit des UHF-Empfanges am gleichen Ort, wenn beide gleich starken Sender an der gleichen Stelle stehen. Der UHF-Empfang in gebirgiger oder hügeliger Gegend, wie z. B. in Thüringen oder im Harz, ist schwieriger als bei VHF. Aus Gründen, die hier nicht näher erklärt werden können, ist im UHF-Bereich mit stärkeren Geisterbildern zu rechnen. Diese entstehen aber nie durch eine eventuelle Fehlanpassung des Antennenkabels (die es selbstverständlich auch bei UHF geben kann) wie beispielsweise bei einigen Empfangsanlagen für die Sender Helpterberg und Calau (beide im Band I).

Überreichweiten stellen zu bestimmten Jahreszeiten eine Belästigung für die Fernsehteilnehmer dar. Sie sind im Band IV äußerst selten, man kann sagen, ausgeschlossen. Einige der für UHF geltenden Bedingungen und ihre Verhaltensweisen dürften den 70-cm-Amateuren geläufig sein. Man darf annehmen, daß diese Amateure die wenigsten technischen Schwierigkeiten haben werden, wenn sie sich mit dem UHF-

Fernsehempfang und dem Selbstbau der dafür notwendigen Geräte bzw. Anlagen beschäftigen.
Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß für den Empfang eines UHF-Senders im Flachland (mittlere und nördliche Bezirke unserer Republik) in der Regel eine maximale Entfernung von 50 bis 65 km vom Sender aus angegeben werden kann. Diese Zahl gilt für regelmäßigen Qualitätsempfang und vergrößert sich, wenn man geringere Anforderungen an die Bildqualität stellt bzw. starke wetterbedingte Verschlechterungen in Kauf nimmt. In hügeligem oder gebirgigem Gelände verringert sich die maximal mögliche Entfernung für den Empfang. Es ist in diesem Fall unmöglich, Zahlen anzugeben. Die örtlichen Verhältnisse und die Antenne, ihre Aufstellung und eventuell ihre Verdrehung gegenüber der theoretisch waagerechten Polarisation haben entscheidenden Einfluß.

Die genannten Werte gelten für UHF-Großsender, wobei es gleichgültig ist, ob die Endstufenleistung des Senders 10 kW, 20 kW oder mehr beträgt.

1.2. UHF-Sendertechnik

Der Fernsehteilnehmer, gleich, ob Laie, Amateur oder Techniker, interessiert sich nur in einigen wenigen Fällen für die Sender, die ihm das Fernsehbild übermitteln. Dennoch müssen kurze Erläuterungen zu den UHF-Fernsehsendern gegeben werden. Sie sind in mehr als einer Beziehung interessant. Ihre Technik weicht zum Teil erheblich von der bei „niedrigeren" Frequenzen ab.

Es gibt heute im Weltmaßstab hauptsächlich 2 verschiedene Methoden, HF-Leistungen von einigen Kilowatt im UHF-Bereich zu erzeugen.

Ausgehend von der auch bei den Fernsehsendern im Band III angewendeten Technik setzt man bei UHF Tetroden in Koaxialbauweise ein (Bild 1.2.). Diese Röhren sind meist mit forcierter Luft gekühlt (Gebläse) und nur in Ausnahmefällen mit Wasser. Auf Grund der endlichen Elektronenlaufzeit müssen die Elektrodenabstände innerhalb der Röhre mög-

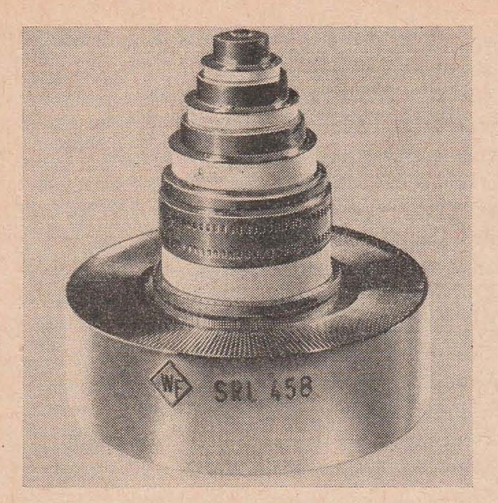


Bild 1.2. UHF-Tetrode *SRL 458* vom VEB *Werk für Fernsehelektronik* (Werkfoto)

lichst kleingehalten werden. Darum bestehen bei UHF-Senderöhren besondere Schwierigkeiten, die sich durch die hohen Spannungen an einzelnen Elektroden ergeben. Diese bringen die Gefahr eines Überschlages mit sich bei zu kleinen Abständen sowie durch die hohe Temperatur der Katode, bei der sich die Elektroden und ihre Befestigungen nicht verziehen dürfen. Man bedenke, daß der Gitter-Katoden-Abstand einer 10-kW-UHF-Tetrode bei etwa 0,5 mm liegt!
Bedingt durch die hohen Frequenzen ist der Wirkungsgrad der Senderöhren relativ niedrig. Er liegt bei 45 bis 55 Prozent, je nach Frequenz und Modulationspegel. Die Leistungsverstärkung der in Gitterbasisschaltung betriebenen UHF-Tetroden ist ebenfalls nicht sehr groß, sie beträgt 10 bis 12. Berücksichtigt man die hohen Verluste bei der Ankopplung, so benötigt z. B. eine 10-kW-Endstufe eine 2-kW-Vorstufe.
Bild 1.3. zeigt die Stufenfolge eines UHF-Fernsehsenders mit Tetrodenbestückung. Der Vorteil der relativ leistungsstarken Vorendstufe besteht darin, daß bei Ausfall der Endstufe die Antenne auf die Vorstufe zurückgeschaltet werden kann. Der

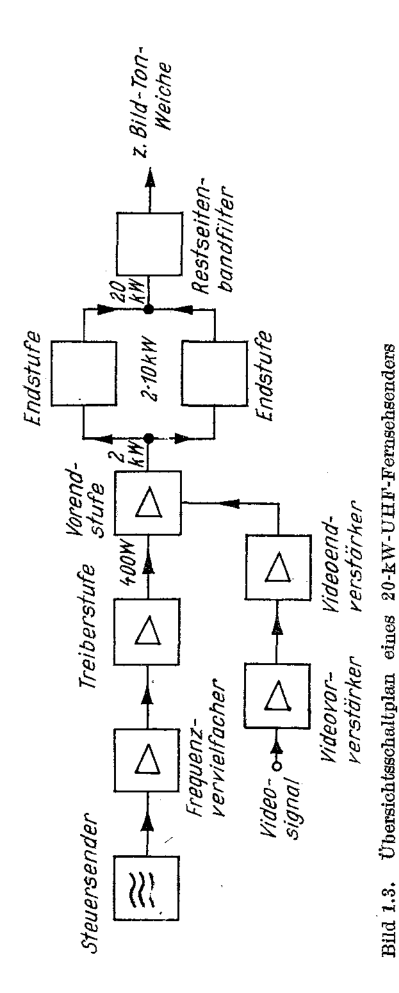


Bild 1.3. Übersichtsschaltplan eines 20-kW-UHF-Fernsehsenders mit Tetrodenbestückung

Sender läuft dann mit verminderter Leistung weiter. Die UHF-Fernsehsender aus der Produktion unserer Industrie arbeiten mit derartigen Tetrodenendstufen.

Tetrodenbestückte UHF-Fernsehsender wurden besonders zu Beginn der internationalen Entwicklung des UHF-Fernsehens

konstruiert und waren jahrelang eine ernsthafte Konkurrenz für die andere Lösung des UHF-Senders, die Bestückung der Endstufe mit Klystron. Das Klystron gehört zur Gattung der Trift- oder Laufzeitröhren. Bei ihm wird nicht die Elektronenmenge (der Katodenstrom) gesteuert, sondern die Elektronengeschwindigkeit. Näheres über die Wirkungsweise des Klystrons kann in der einschlägigen Fachliteratur nachgelesen werden.

Bedingt durch die vielen infolge Elektrodenkurzschluß und Überschläge innerhalb der Röhre hervorgerufenen Ausfälle gibt man im internationalen Rahmen heute meist dem Klystron den Vorzug. Das geschieht, obgleich Klystrone mehr kosten als Tetroden und gegenüber Tetroden einige Nachteile haben, wie z. B. den prinzipiell bedingten schlechteren Wirkungsgrad. Ein weiterer Nachteil bzw. eine andere Problematik des Klystron-UHF-Senders liegt in der wesentlich größeren Hochspannung gegenüber dem Tetrodensender und dem dadurch bedingten Isolationsproblem: Zum Beispiel beträgt die Betriebsspannung des 10-kW-Klystrons *YK 1001 (Valvo)* 18 kV gegenüber 5 kV bei der 10-kW-Tetrode. Beide Werte sind typisch für die jeweiligen Röhrengattungen.

1.3. Einige Besonderheiten beim UHF-Fernsehempfang

Als man in den Jahren nach 1952 in den USA das UHF-Fernsehen einführte, brachte das einen ziemlichen Mißerfolg.

Viele der UHF-Sender-Konzessionen wurden zurückgegeben (insgesamt 51 Prozent). 90 von 165 bereits in Betrieb befindlichen UHF-Sendern stellten ihren Betrieb wieder ein. Sieht man von den ökonomischen Ursachen in der privatkapitalistischen Struktur der USA ab, so hat das folgende technische Gründe:

Der Empfang schon des örtlichen UHF-Senders ist wesentlich schwieriger als der des örtlichen VHF-Senders. Die Empfangsantenne gibt (bezogen auf gleichen Wirkungsgrad in den beiden Frequenzbereichen) eine HF-Spannung ab, die proportional

zur Wellenlänge bzw. umgekehrt proportional zur Frequenz ist. Das bedeutet, daß bei gleicher Feldstärke eine Antenne trotz gleicher Dimensionierung (z. B. bei 600 MHz) nur $^1/_3$ der Spannung wie eine Antenne bei 200 MHz liefert.

Dieses kleinere Antennensignal (oder Empfängereingangssignal) wird außerdem im Fernsehempfänger stärker verrauscht als das entsprechende VHF-Signal. Und gerade auf diesem Gebiet brachte der technische Fortschritt in den letzten Jahren große Verbesserungen. Zur Zeit muß man (1969) mit einer Rauschzahl von etwa 7 bis 10 kT_0 bei 500 MHz gegenüber 3 bis 5,5 kT_0 bei 50 bis 200 MHz rechnen.

Das spricht weiter zuungunsten der UHF. Im Endeffekt ist das Signal/Rausch-Verhältnis bei UHF wesentlich schlechter als bei VHF — immer bezogen auf gleiche Feldstärke in beiden Bereichen. Und die Dämpfung bei der Ausbreitung über bewachsenem Gelände erreicht bei UHF größere Werte als bei VHF. Darüber hinaus sind Abstimmung, Konstanz des Oszillators gegenüber Spannungsschwankungen und Erwärmung, mechanische Stabilität sowie elektrische Störspannungssicherheit bei UHF wesentlich schwieriger zu beherrschen als bei VHF.

Wie bereits erwähnt, ist selbstverständlich ein Teil der Ursachen für den UHF-Mißerfolg in den USA auf den dort vordringlichen Gesichtspunkt des Profitstrebens zurückzuführen. Diese Gründe fallen in sozialistischen Staaten fort. Die technischen Schwierigkeiten jedoch bleiben auch bei uns. Sie lassen sich nur durch eine besonders sorgfältige Konstruktion des Eingangsteiles im Empfänger, sowohl in mechanischer als auch in hochfrequenztechnischer Hinsicht, einschränken.

Tabelle 1.1. gibt die notwendige Mindestfeldstärke und die kritische Entfernung vom Sender an, d. h. die Entfernung, über die hinaus nicht mit sicherem Empfang gerechnet werden kann.

Der Tabelle liegen Untersuchungen der *TASO (Television Allocation Study Organisation)* zugrunde und sie trifft nicht mehr exakt auf moderne technische Verhältnisse zu. Die UHF-Kanalwähler sind heute etwas empfindlicher. Deshalb sollte man die Entfernungswerte in der letzten Spalte (*kritischer Ab-*

Tabelle 1.1. Erforderliche Mindestfeldstärken für Fernsehempfang und kritischer Abstand zum Sender in den einzelnen Bändern

Band	Feldstärke in dB über 1 μV/m für Bildqualität befriedigend	erträglich	kritischer Senderabstand in km
I	50	40 ... 45	105
III	60	50 ... 55	90
IV	65	55 ... 60	65
V	72	62 ... 67	50

stand vom Sender) mit dem Faktor 1,25 multiplizieren. Die anderen Werte dürften auch gegenwärtig noch zutreffen.

Beim Gebrauch dieser Tabelle ist Vorsicht geboten: Sie bietet keine Garantie bzw. keine exakte Rechenformel! Sie gibt dem Amateur einen Überblick, ob UHF-Empfang an einem Wohnort möglich ist, und gilt nur für Ausbreitung im Flachland und für durchschnittliche Verhältnisse. Mit einer Antenne hohen Gewinnes lassen sich unter Umständen größere Entfernungen überbrücken. In stark bewachsenem, bebautem oder hügeligem Gelände dagegen kann schon in geringerer Entfernung vom Sender kein Empfang mehr möglich sein.

Einige Bemerkungen noch zu den Einflüssen der Witterung auf den UHF-Empfang. Weniger als bei VHF sind solche Einflüsse für die Häufigkeit von Überreichweiten von Bedeutung. In mittleren bzw. großen Entfernungen vom Sender nimmt die Empfangsfeldstärke bei starken Regengüssen (Wolkenbrüchen) oder Schneetreiben etwas ab. Dagegen macht sich ein nasses oder schneebedecktes Dach bei Unterdachantennen sehr bemerkbar, da es dann die Empfangsantenne „abschirmt". Ebenso dämpfend wirkt Eisbelag auf die Antennenelemente ein. Es ist praktisch eine ähnliche Wirkung wie bei den bisher für Fernsehzwecke benutzten VHF, nur viel stärker.

2. UHF-Tuner und UHF-Konverter

2.1. Funktionen und Aufbau

Als 1. Stufe in jedem Fernsehempfänger findet man elektrisch unmittelbar hinter der Antenne einen VHF-Kanalwähler. In diesem folgt einer selektiven HF-Vorstufe eine Mischstufe mit meist getrenntem Überlagerungsoszillator. Der Kanalwähler verstärkt die geringe Antennenspannung in dem gewählten Kanal (daher die Bezeichnung) selektiv und setzt die empfangene hohe Eingangsfrequenz in eine bequemer zu verstärkende Zwischenfrequenz um (Bildträger $f_{Bild} = 38{,}9$ MHz).

Solche *Kanalwähler* oder *Tuner* (aus dem Englischen: to tune $\triangleq$ abstimmen) sind beim VHF-Empfang geläufig. Die Fernsehempfänger unserer Industrie wurden entweder mit dem durchstimmbaren Kanalwähler (Gitterbasistuner) oder mit dem auf die einzelnen Kanäle umschaltbaren Schaltertuner (Kaskodetuner) ausgestattet.

Auch beim UHF-Empfang muß bei dem für diesen Empfangsbereich vorgesehenen Fernsehempfänger dem (UHF-)An-

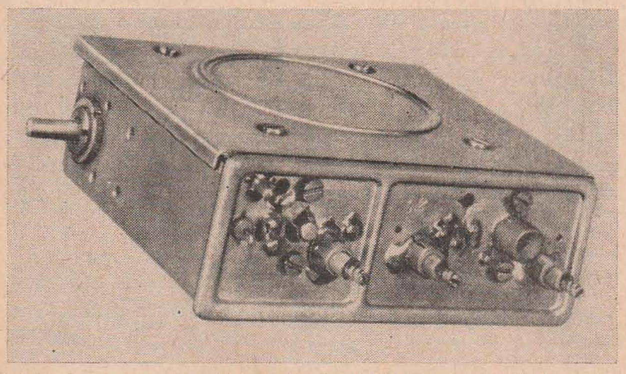


Bild 2.1. Ansicht eines Industrie-Kanalwählers vom VEB *Fernsehgerätewerke* Staßfurt (Werkfoto/*Arku*)

tennenanschluß ein spezieller UHF-Tuner folgen (Bild 2.1.). Dieser hat im Prinzip die gleichen Aufgaben wie der VHF-Tuner: selektive Verstärkung in dem gewählten Kanal und Umsetzen der empfangenen UHF in den ZF-Bereich. Allerdings sind bei UHF Schaltertuner kaum möglich und nicht gebräuchlich.

Bereits ein Kanalwähler für das ausschließlich von der *Deutschen Post* im UHF-Bereich benutzte Band IV muß sich wahlweise auf 17 Kanäle (Kanäle 21 bis 37) einstellen lassen. Ein Kanalwähler für die in vielen europäischen Staaten für Fernsehzwecke verwendeten Bänder IV und V (470 bis 790 MHz) umfaßt sogar wahlweise 40 Kanäle! Bei einer derartigen Anzahl von Schaltstellungen ist der bei VHF noch verwendete Trommelschalter nicht mehr möglich.

Ein Schalter aber, der wie beim alten Fernsehempfänger *FE 852 D (Rembrandt)* einzelne kleine Teilinduktivitäten dem jeweiligen Schwingkreis zuschaltet, läßt sich konstruktiv bei UHF nicht realisieren bzw. würde zu große Verluste verursachen.

Deshalb sind alle UHF-Tuner durchstimmbar ausgeführt. Hier ergibt sich bereits ein Problem, das dem Theoretiker ebenso Schwierigkeiten bereitet wie dem in erster Linie am praktischen Experimentieren interessierten Elektronikamateur.

Schon bei 250 MHz besteht ein Schwingkreis nur noch aus einer einzigen Windung von einigen Millimetern Durchmesser, die mit der Kapazität der angeschlossenen Röhre (einige Pikofarad) in Resonanz gerät. Jeder in der Hochfrequenztechnik tätige Mensch weiß aus Erfahrung, daß ein derartiger Schwingkreis eine schlechte Güte aufweist, d. h., sein Resonanzwiderstand ist klein (einige hundert Ohm bis einige Kiloohm), und die Verluste sind groß. Solche Kreise sind breitbandig.

Würde man den Weg der Verkleinerung von Induktivität und Kapazität auch bei UHF beschreiten, dann käme man bald an eine Grenze: Oberhalb etwa 300 bis 400 MHz werden die Induktivitäten so verlustreich, daß mit ihnen kaum noch eine selektive Verstärkung möglich ist. Und doch arbeitet man in

der Höchstfrequenzelektronik nicht nur mit UHF, sondern auch mit Zentimeterwellen (EHF). Wie ist das möglich?

Bei UHF haben sich im Weltmaßstab sogenannte Leitungskreise durchgesetzt. Um ihre Wirkungsweise zu verstehen, wird ein Stück Leitung betrachtet (Bild 2.2.).

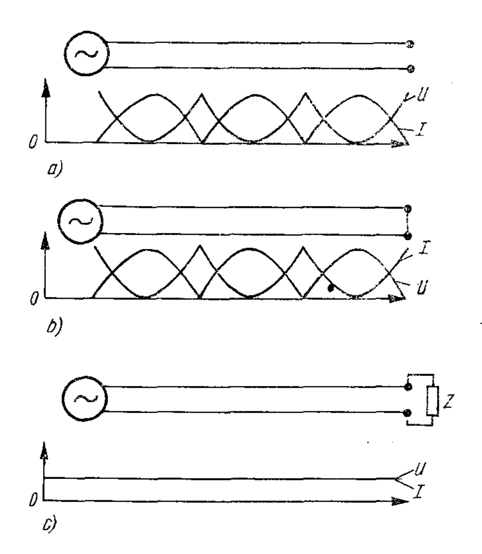


Bild 2.2. Strom und Spannungsverteilung längs einer Leitung; a — bei offenem Ende, b — bei kurzgeschlossenem Ende, c — bei Abschluß mit dem Wellenwiderstand

Wenn eine Leitung am Ende offen oder kurzgeschlossen und an einen Wechselstromgenerator angeschlossen ist, bilden sich auf ihr stehende Wellen, d. h., auf der Leitung folgt (meßbar) ein Spannungsmaximum bzw. Stromminimum einem Spannungsminimum bzw. Strommaximum (Bild 2.2.a und b). Nur bei korrektem Abschluß der Leitung mit ihrem Wellenwiderstand sind die Spannung und der Strom an jedem Punkt etwa gleich, und es wird Energie durch sie transportiert (Bild 2.2.c).

Die stehenden Wellen auf Leitungen führen zu einigen Besonderheiten, die gerade bei der kurzgeschlossenen Viertel-

wellen(längen)leitung deutlich werden: An der Stelle des Kurzschlusses — also am Ende der Leitung — muß deshalb die Spannung auf der Leitung 0 sein. An der gleichen Stelle hat der Strom sein Maximum, was auch ohne weiteres einleuchtet, denn auf Grund eines Kurzschlusses muß ein großer Strom fließen.

Am *Eingang* der kurzgeschlossenen Viertelwellenleitung liegen andere Verhältnisse vor. Eine Viertelwellenlänge vor ihrem Minimum hat die Spannung ein Maximum. Ebenso läßt sich zeigen, daß der Strom an dieser Stelle ein Minimum aufweist. Der Eingangswiderstand der Leitung ergibt sich wie jeder Widerstand als Quotient aus Spannung und Strom $\frac{U}{I}$ und hat in diesem Fall einen sehr großen Wert (theoretisch sogar ∞, da $I = 0$ ist).

Diese Verhältnisse treffen jedoch nur zu, wenn die elektrische Länge der Leitung genau $^1/_4$ der Wellenlänge beträgt. Bei kleinerer Leitungslänge als $^1/_4$ der Wellenlänge weist ihr Eingangswiderstand einen von der dem jeweiligen Verhältnis $\frac{\text{Wellenlänge}}{\text{Leitungslänge}}$ abhängigen Wert auf. Da Strom und Spannung auch hier um $^1/_4$ Wellenlänge (oder 90°) in der Phase verschoben sind, stellt der jeweilige Eingangswiderstand einen Blindwiderstand dar. Da bei dieser Phasenverschiebung beide Größen (U und I) positive Werte haben, so ist auch ihr Quotient positiv.

Einen *positiven Blindwiderstand* nennt man *Induktivität.* Anders verhält es sich, wenn die Leitungslänge größer als $^1/_4$ Wellenlänge, aber kleiner als $^1/_2$ ist. Jetzt muß der Strom im Eingang negativ bei positivem Maximum am Ausgang sein, die Spannung bleibt auch am Eingang positiv. Ein Quotient aus positiver und negativer Größe ist negativ. Einen *negativen Blindwiderstand* bezeichnet man als *Kapazität.*

Die gleiche Betrachtung läßt sich für jedes beliebige Verhältnis $\frac{\text{Wellenlänge}}{\text{Leitungslänge}}$ anstellen. Die Ergebnisse sind in Bild 2.3. zusammengefaßt. Wie man sieht, gelten diese Be-

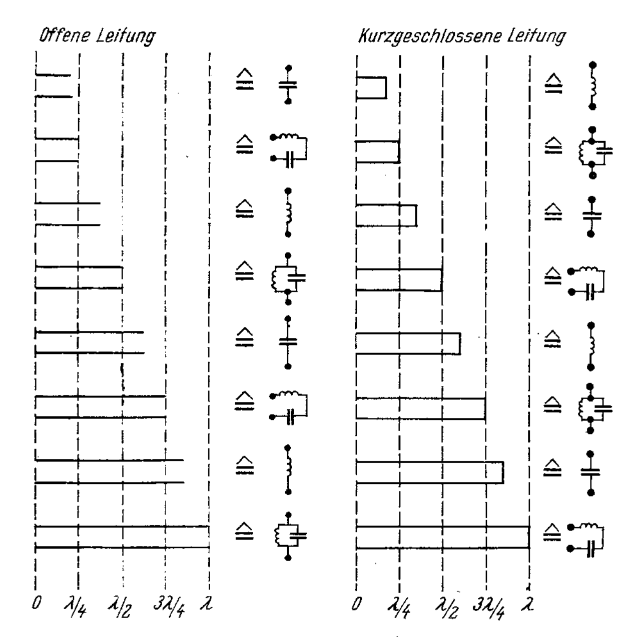


Bild 2.3. Einige ausgezeichnete offene und am Ende kurzgeschlossene Leitungen sowie ihr Verhalten

trachtungen nicht nur für die am Ende kurzgeschlossene Leitung, sondern auch für am Ende offene. Bei jeder Frequenz läßt sich mit einem Stück Leitung sowohl Induktivität und Kapazität als auch Serien- oder Parallelschwingkreis verwirklichen.

Praktische Bedeutung erlangten nur die kurzgeschlossene Viertelwellenlängen- und die offene Halbwellenlängenleitung, die beide einen Parallelschwingkreis darstellen.

Konstruktiv lassen sich derartige Kreise als Stücke aus Paralleldrahtleitungen (*Lecher*-Kreis) oder Koaxialdrahtleitungen (Topf- oder Rohrkreis) ausführen. Es sind fast ausschließlich Topf- und Rohrkreise gebräuchlich, da sie nahezu keine Energie ausstrahlen. Der äußere Leiter schirmt den Innenleiter ab.

Jede Leitung hat einen von ihren Abmessungen abhängigen Wellenwiderstand. Bild 2.4. zeigt einige Berechnungsgleichun-

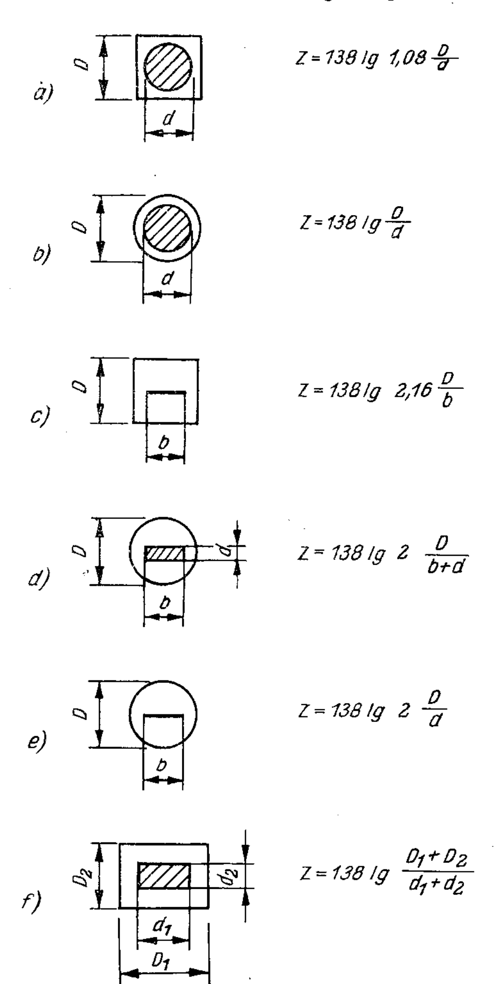


Bild 2.4. Einige ausgezeichnete Profile von Leitungskreisen und die Berechnungsgleichungen für ihre Wellenwiderstände

gen für den Wellenwiderstand der Topfkreise. Dieser Wellenwiderstand ist auch für die Größe des Resonanzwiderstandes eines Leitungskreises von Bedeutung. Der Resonanzwiderstand eines Topfkreises kann ohne weiteres etwa $10^5\,\Omega$ erreichen.

Dabei hat der Wellenwiderstand des verwendeten Leitungsstückes nur eine Größe von etwa 100 Ω. Wellenwiderstand der Leitung und Resonanzwiderstand des aus ihr gebildeten Parallelschwinkgreises bedeuten keinesfalls das gleiche.

Als Beispiel soll der Wellenwiderstand eines Topfkreises berechnet werden.
Der Außenleiter wird von einer Kammer gebildet, deren Querschnitt quadratische Form hat. Die Kantenlänge des Quadrates beträgt 30 mm. Für den Innenleiter verwendet man versilberten Draht von 0,8 mm Durchmesser.
Der Wellenwiderstand des Topfkreises läßt sich nach Bild 2.4.a berechnen. Es ist $D = 30$ mm, $d = 0{,}8$ mm. Somit ergibt sich der Wellenwiderstand

$$\begin{aligned} Z &= 138 \lg 1{,}08 \frac{30}{0{,}8} \\ &= 138 \lg 37{,}5 \\ &\approx 220\,\Omega. \end{aligned}$$

Durch probeweises Einsetzen von angenommenen Werten in die Gleichungen gemäß Bild 2.4. zeigt sich, daß der Wellenwiderstand der meisten praktisch realisierten Topfkreise bei 100 bis 300 Ω liegt.

Außerordentlich wichtig ist die einwandfreie Oberfläche von Innen- und Außenleiter des Topfkreises. Sie beeinflußt nicht seinen Wellenwiderstand, sondern seine Güte. Wird für die Topfkreise kupferkaschiertes Halbzeug als Baumaterial verwendet, so sind die Stoßstellen der Wände der einzelnen Kammern auf der gesamten Länge miteinander zu verlöten. Der Deckel des Topfkreises muß (zweckmäßig über Bronzefedern) ebenfalls auf der gesamten Länge einwandfreien HF-Kontakt zu den anderen Außenwänden des Topfkreises haben.

Der HF-Kontakt darf nicht mit einfacher ohmscher Verbindung verwechselt werden. Für diese würde es genügen, wenn

der Deckel an einem Ende Kontakt mit dem Außenleiter hat — für HF genügt das keinesfalls.

Des weiteren muß man noch folgendes beachten: Schwingkreise existieren nicht selbständig in der Schaltung, sie werden fast immer an andere Bauelemente oder Stufen angeschlossen. Am wichtigsten ist der Anschluß eines Schwingkreises an eine Elektronenröhre oder an einen Transistor. Die Elektrode hat immer eine bestimmte Eigenkapazität und bei UHF außerdem eine nicht mehr zu vernachlässigende Induktivität. Der Kreis wird durch die angeschlossene Elektrode hauptsächlich kapazitiv belastet.

Wie jeder HF-Amateur weiß, tritt durch kapazitive Belastung eine Verstimmung jedes Schwingkreises ein. Das trifft auch für den Leitungskreis zu: Durch die Kapazität der angeschlossenen Elektrode verschiebt sich die Resonanzfrequenz des Kreises nach tieferen Frequenzen hin. Um bei der ursprünglichen Frequenz zu arbeiten, muß bei kapazitiver Belastung die Resonanzfrequenz des Kreises etwas „nach oben", d. h. nach höheren Frequenzen hin, verstimmt werden.

Zur Verschiebung der Resonanzfrequenz eines Leitungskreises gibt es verschiedene Möglichkeiten. Zum Beispiel läßt sich die mechanische Länge der Leitung durch Kurzschlußbügel verändern. Diese Möglichkeit nutzte man oft bei *Lecher*-Kreisen. Verschiebbare Kurzschlußbügel haben aber die unangenehme Eigenschaft, daß sie keinen guten HF-Kontakt über längere Zeit gewährleisten. Aus diesem Grunde wird heute ausschließlich die kapazitive Leitungskreisabstimmung verwendet. Dabei belastet man den Leitungskreis mit einer Kapazität. Diese Belastungskapazität wird zum überwiegenden Teil als kleiner Drehkondensator ausgeführt. Mit Hilfe dieses Drehkondensators läßt sich die Resonanzfrequenz des Leitungskreises ändern.

Zwischen Verkürzungskapazität, Wellenwiderstand und „eingesparter" Länge der Leitung besteht der in Bild 2.6. dargestellte Zusammenhang.

Beispiel

Ein Leitungskreis (Viertelwellenlängenkreis) für 550 MHz von

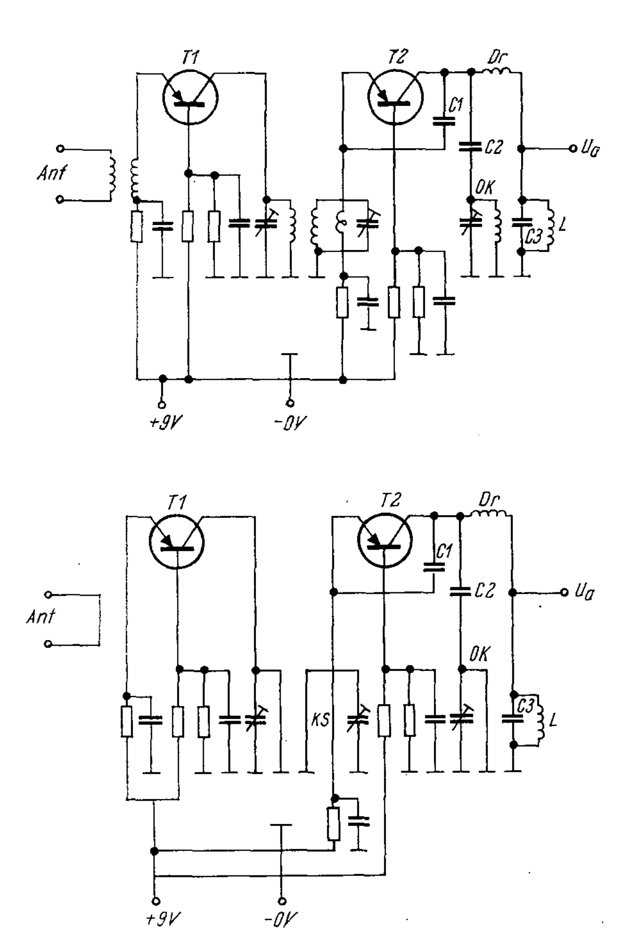


Bild 2.5. Prinzipschaltung eines UHF-Tuners oder -Konverters; a — in konventioneller Darstellung, b — Darstellung mit Leistungskreisen

150 Ω Wellenwiderstand wird durch eine Kapazität von 5 pF belastet. Wie lang ist die Leitung für den belasteten Kreis? 550 MHz entsprechen einer Wellenlänge im Vakuum von

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^{10}\ \mathrm{cm.s^{-1}}}{5{,}5 \cdot 10^{8}\ \mathrm{s^{-1}}} = 5{,}45 \cdot 10 = 54{,}5\ \mathrm{cm}\ ;$$

$^{1}/_{4}\lambda = 54{,}5 : 4 = 13{,}625$ cm .

Die Länge des Kreises ist

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \operatorname{arc\,cot} \omega^{*)}\ C \cdot Z$$

bzw. mit den Zahlenwerten des Beispiels

$$l = \frac{54{,}5}{6{,}28} \operatorname{arc\,cot} 6{,}28 \cdot 5{,}5 \cdot 10^{8} \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 150$$

$$\approx 3{,}2\ \mathrm{cm}\ .$$

Die Länge des belasteten Viertelwellenlängenkreises beträgt 3,2 cm .

Ausgehend von einer Tunerschaltung mit konventionellen Bauelementen (Bild 2.5.a) kommt man zur UHF-Tunerschaltung mit Leitungskreisen (Bild 2.5.b), wenn die Schwingkreise der einen Schaltung durch kurze geeignet bemessene Leitungsstücke ersetzt werden.

Zur Funktion der Schaltung nach Bild 2.5. Die Antennenspannung gelangt aperiodisch an den Emitter von T 1. Dieser Transistor arbeitet in Basisschaltung (höhere Grenzfrequenz als in Emitterschaltung, keine Neutralisierung erforderlich) als HF-Vorstufe. An seinem Ausgang, d. h. in seiner Kollektorleitung, liegt die Primärseite eines Bandfilters.

Die Kopplung zur Sekundärseite wird durch Koppelschleifen und -schlitze in der Abschirmwand zwischen Primär- und Sekundärseite hergestellt. Das Erreichen der korrekten Kopp-

*) Für mathematisch ungeübte Leser sei erwähnt, daß die sogenannten Arkusfunktionen die inversen Funktionen zu den Winkelfunktionen sind. Zum Beispiel heißt arc sin 1 (sprich: arcus sinus 1), daß der Winkel gesucht wird, der den Wert 1 hat, d. h. 90° oder $\frac{\pi}{2}$.

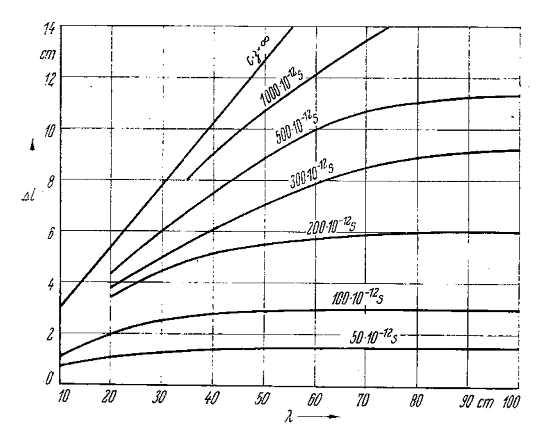


Bild 2.6. Verkürzungskapazität, Leitungslänge und Wellenlänge

lung über einen größeren Abstimmbereich ist der schwierigste Teil beim selbstgebauten UHF-Tuner bzw. -Konverter.

Von der Sekundärseite des Bandfilters wird die verstärkte Eingangsenergie über eine Koppelschleife KS (ein Draht parallel zum Innenleiter des Sekundärleitungskreises in 3 bis 5 mm Abstand) zum Emitter von T 2 geleitet. Dieser Transistor arbeitet als selbstschwingende Mischstufe. Er schwingt auf der korrekten Frequenz des Überlagerungsoszillators und mischt diese mit der Eingangsfrequenz.

Die auf diese Weise entstehende neue Frequenz wird beim Tuner als sogenannte Zwischenfrequenz (38,9 MHz) und beim Konverter als Frequenz im Band I ausgekoppelt. Der Abstimmkreis LC 3 hinter dem Kollektor von T 2 ist auf diese Ausgangsfrequenz abgestimmt.

Man erkennt in der Schaltung deutlich den Basisspannungsteiler bei jedem Transistor (je 1 Widerstand gegen + 9 V und 0 V) .

Ein Widerstand in der Emitterleitung dient, wie oft in HF-Schaltungen, der Temperaturkompensation. Er ist mit einem Kondensator für HF gegen Masse kurzgeschlossen. Diese Probleme sind in den Grundlagen der Transistortechnik ausführ-

lich erklärt und dürfen beim Leser als bekannt vorausgesetzt werden.

Nachstehend wird auf einige „UHF-Eigenheiten" der Schaltungen nach Bild 2.5. hingewiesen.

C 1 ist ein kleiner Kondensator (Größenordnung 1 pF) zwischen Emitter und Kollektor des Mischtransistors. Er dient zur Rückkopplung, die notwendig ist, damit der Transistor auf der Oszillatorfrequenz schwingt. C 2 (Größenordnung 5 pF) koppelt den frequenzbestimmenden Oszillatorkreis OK an den Kollektor des Mischtransistors. Er ist klein gewählt, damit die am Kollektor auftretende Mischfrequenz nicht auch zum Kreis OK geleitet wird; sie wäre dann kurzgeschlossen.

Die gesamte Schaltung ist für den Leser, der sich bereits mit der Transistorschaltungstechnik beschäftigt hat, unkompliziert, wenn er in Gedanken die Leitungsstücke entsprechend Bild 2.5.b durch konventionelle Bauelemente (Bild 2.5.a) ersetzt. Die Schwierigkeiten beim Selbstbau von UHF-Geräten ergeben sich nicht aus ihren Schaltungen — denn diese sind meist relativ einfach —, die Ursache ist der mechanische Aufbau, der sich logisch entwickeln läßt. Im folgenden wird versucht, einige Gesetze zu zeigen, die diesen Aufbau begründen.

2.2. Länge des Leitungskreises und Verkürzungskapazität

Zwischen Wellenwiderstand Z, Kreisfrequenz ω, Leitungslänge l, Kreiskapazität C und Ausbreitungsgeschwindigkeit c_0 auf der Leitung besteht folgender mathematischer Zusammenhang:

$$Z = \frac{1}{\omega C} \cot \frac{\omega l}{c_0}$$

(siehe auch Bild 2.5.).
Dabei ist für ω die höchste Kreisfrequenz des Abstimmbereiches einzusetzen. Ein Beispiel soll den erforderlichen Rechengang verdeutlichen.

Beispiel
Es ist der Wellenwiderstand der Leitung aus dem Beispiel auf S. 26 zu berechnen. Die genannte Frequenz von 550 MHz soll die größte des Abstimmbereiches sein.

$$Z = \frac{1}{6{,}28 \cdot 5{,}5 \cdot 10^{8}\,\mathrm{s}^{-1} \cdot 5 \cdot 10^{-12}\frac{\mathrm{As}}{\mathrm{V}}} \times$$

$$\cot \frac{6{,}28 \cdot 5{,}5 \cdot 10^{8}\,\mathrm{s}^{-1} \cdot 3{,}2\,\mathrm{cm}}{3 \cdot 10^{10}\,\mathrm{cm} \cdot \mathrm{s}^{-1}} \approx 150\,\Omega\,.$$

Bild 2.7. gibt das Diagramm $Z = \varphi$ (l 470) für verschiedene Belastungskapazitäten wieder. Aus dem Diagramm läßt sich auch der gefundene Wert für den Wellenwiderstand ermitteln, wenn man die bekannten Werte für l und C für die niedrigste Frequenz einsetzt.
Es liegt die Frage nahe, ob ein großer oder ein kleiner Wellenwiderstand günstiger ist. Ein geeignet gewählter Wellenwiderstand ergibt im Prinzip eine große Güte des betreffenden Leitungskreises. Um einen besonders günstigen Wellenwiderstand bzw. eine möglichst große Kreisgüte zu erhalten, müßte das Verhältnis D/d bei einem koaxialen Leitungskreis (entsprechend Bild 2.4.b) einen Wert von 3,6 haben. Der Wellenwiderstand ist dann 77 Ω. Aus der Gleichung auf S. 28 bzw. aus dem Diagramm in Bild 2.7. geht hervor, daß ein kleiner Wellenwiderstand oft ungünstige Werte für die Belastungskondensatoren ergibt. Man geht deshalb in der UHF-TV-Kanalwählerpraxis meist von der Forderung nach maximaler Schwingkreisgüte ab. Das ist ohne weiteres möglich, da ja die Fernsehnorm eine große HF-Bandbreite vorschreibt (etwa $\geqq$ 5 MHz bei *CCIR*). Deshalb findet man im Fernseh-UHF-Kanalwähler oft Leitungskreise mit 100 bis 400 Ω.
Die bisher behandelten Leitungskreise hatten alle eine elektrische Länge von $\lambda/4$, d. h. $^1/_4$ der Wellenlänge, für die sie resonant sind. Diese elektrische Länge darf nicht mit der mechanischen Länge des Kreises gleichgesetzt werden. Aus Bild 2.7. und aus der Rechnung im Beispiel auf S. 26 geht hervor, daß die elektrische Länge eines Leitungskreises (zumindest in den Fernsehtunern) stets kleiner ist als seine mechanische Länge.

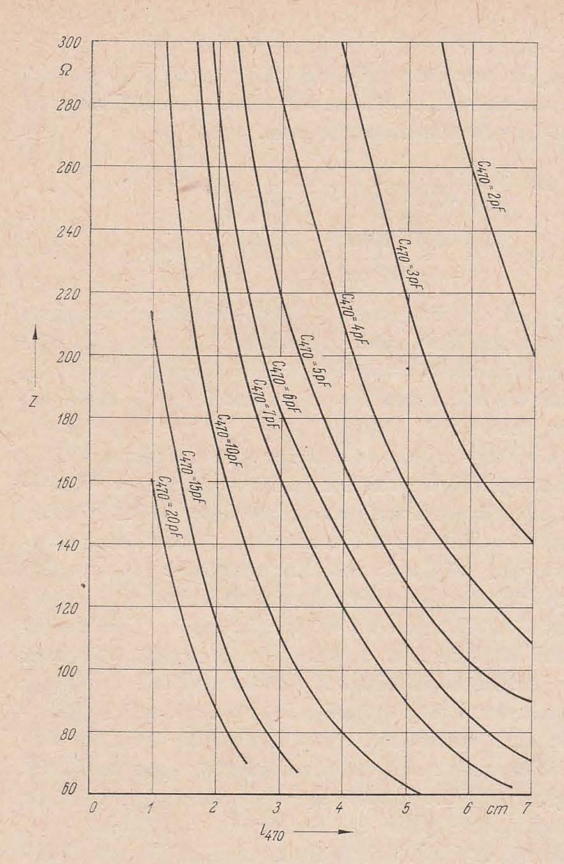


Bild 2.7. Wellenwiderstand, Leitungslänge und Kapazität bei 470 MHz

Aus Bild 2.3. und dem zugehörigen Text auf S. 21 ergibt sich jedoch, daß auch bei $l = \lambda/2$ Resonanz besteht. Ein Parallelschwingkreis mit dieser Länge muß im Gegensatz zum $\lambda/4$-Kreis an beiden Enden offen sein! Solche Kreise wurden zu Beginn des UHF-Fernsehens meist in den UHF-Kanalwählern verwendet, vereinzelt geschieht das auch noch heute. Sie sind

jedoch schwieriger zu berechnen als der bisher in dieser Broschüre behandelte Viertelwellenlängenkreis.
Im Prinzip denkt man sich den Halbwellenkreis zusammengesetzt aus 2 Viertelwellenleitungen. Die Belastung des Halbwellenkreises ist auf beide Viertelwellenstücke aufzuteilen, und ihre Längen sind getrennt zu berechnen. Ihre Summe ergibt die Gesamtlänge des Halbwellenkreises.
Für den TV-Amateur bringt der Halbwellenkreis im allgemeinen keine Vorteile gegenüber dem Viertelwellenkreis. Auf seine rechnerische Behandlung kann darum verzichtet werden.
Mit der Berechnung des Wellenwiderstandes hängt auch die der erforderlichen Kapazitäten bei minimaler und maximaler Resonanzfrequenz des Kreises zusammen. Der Fall, daß der Kanalwähler lediglich auf den nächstgelegenen UHF-Sender fest abgestimmt ist, kann außer acht gelassen werden. Auch dafür benötigt man übrigens einen kleinen Trimmer, um bei Bedarf zumindest den Oszillator im Fernseh-Kanalwähler leicht nachstimmen zu können.
Betrachtet wird der allgemeine Fall, in dem der gesamte Bereich von 470 bis 620 MHz erfaßt werden soll.
Die Größe des Belastungskondensators bei kleinster und größter Resonanzfrequenz ergibt sich aus der Beziehung

$$C = \frac{1}{wZ} \cot \frac{\omega l}{c_0},$$

wobei die einzelnen Größen in der Gleichung als nunmehr bekannt vorausgesetzt werden dürfen. Diese Gleichung ist nichts anderes als die umgestellte Gleichung von S. 28. Für Leser, die vor Rechnungen zurückscheuen oder diese kontrollieren möchten, wird auf Bild 2.7. verwiesen.

Beispiel

Gegeben ist ein Topfkreis von 5 cm Länge und dem Wellenwiderstand 150 Ω. Wie groß müssen die Minimal- und die Maximalkapazität des Kreises sein, um den Frequenzbereich von 470 bis 620 MHz zu erfassen?
Zunächst wird die Kapazität des Leitungskreises für die höchste Frequenz ausgerechnet, da hier die Kapazität am kleinsten sein muß. Das ist der Fall bei f = 620 MHz. Es ergibt sich

$$C = \frac{1}{6{,}2 \cdot 10^8\ s^{-1} \cdot 6{,}28 \cdot 150\ V \cdot A^{-1}}\ x$$

$$\cot \frac{6{,}28 \cdot 6{,}2 \cdot 10^8\ s^{-1} \cdot 5\ cm}{3 \cdot 10^{10}\ cm \cdot s^{-1}}$$

$C = 2{,}26$ pF.

Das ist der Minimalwert.
Für $f = 470$ MHz ergibt die Rechnung

$$C = \frac{1}{4{,}7 \cdot 10^8\ s^{-1} \cdot 6{,}28 \cdot 150\ VA^{-1}}\ x$$

$$\cot \frac{6{,}28 \cdot 4{,}7 \cdot 10^8\ s^{-1} \cdot 5\ cm}{3 \cdot 10^{10}\ cm \cdot s^{-1}}$$

$C = 4{,}21$ pF.

Der veränderliche Kondensator muß sich folglich von 2,26 bis 4,21 pF verändern lassen, um den Frequenzbereich von 470 bis 620 MHz zu überstreichen. Dieses Ergebnis wird manchen Leser, der bisher nur mit kleineren Frequenzen zu tun hatte, überraschen.

Zu erwähnen ist noch, daß der Oszillatorkreis in Kanalwählern und Konvertern stets ein etwas anderes Kapazitätsverhältnis erfordert als die auf die Empfangsfrequenz abgestimmten Kreise (Vor- und Zwischenkreise). Um bei Einknopfbedienung einen möglichst genauen Gleichlauf zu erzielen, werden in Reihe und parallel zu dem veränderlichen Kreiskondensator im Oszillatorschwingkreis kleine Festkondensatoren geschaltet.

Die Problematik (und damit auch die Berechnung) ist im Prinzip nicht anders als bei K-M-L-Rundfunkempfängern. Die Gleichlaufberechnung setzt einige mathematische Erfahrungen voraus. Einen Trost gibt es allerdings für mathematisch Ungeübte: Da die Schwingkreise bei UHF wegen der großen Dämpfung meist ohnehin sehr „breit“ sind, ist der Gleichlauf zwischen Oszillator- und anderen Kreisen nicht kritisch. Bei einzelner Abstimmung der Kreise genügt ein Trimmer im Oszillatorkreis. Gleichlaufprobleme fallen dann fort.

Bei mangelhaftem Gleichlauf zwischen den einzelnen Kreisen kann es vorkommen, daß das Bild nicht mit dem Tonoptimum bei der Abstimmung zusammenfällt. Es hat den Anschein, als stimme der Bild-Ton-Abstand nicht mehr. Anfänger suchen dann den Fehler im Oszillator. Natürlich suchen sie dort vergebens, denn der Oszillator im Tuner bzw. Konverter kann den Bild-Ton-Abstand nicht ändern. Dieser liegt bei der auch für unsere Fernsehsender verbindlichen *CCIR*-Norm mit 5,5 MHz fest und wird von unseren Fernsehsendern sehr genau eingehalten.

Übrigens ist (besonders bei schlechtem Abgleich des ZF-Verstärkers) bei den heute allgemein üblichen „Intercarrier"-Fernsehempfängern auch auf der Spiegelfrequenz (d. h. der Frequenz, die 2mal den ZF-Wert neben der eigentlichen Eigenfrequenz liegt) ein Empfang möglich. Da jetzt in der Selektionskurve die Tontreppe fehlt, ist zwar das Bild, aber nicht der Ton zu empfangen. Diese Erscheinung ähnelt der beschriebenen (mangelnder Gleichlauf zwischen den einzelnen Kreisen). Deshalb eine Warnung an die Amateure: Beim Auftreten des beschriebenen Fehlers muß man sich erst überzeugen, ob der Oszillator auf der korrekten Frequenz schwingt. Diese liegt beim Tuner um die ZF höher, beim Konverter etwa um diesen Wert niedriger als die Empfangsfrequenz (siehe S. 35 ff.).

2.3. Kopplung von Leitungskreisen

Wie bei jedem anderen Kreis besteht auch beim Leitungskreis die Forderung, ihn mehr oder weniger stark anzukoppeln bzw. mit einem anderen Kreis zu koppeln.

Das Problem der Kopplung zwischen 2 Leitungskreisen tritt unter anderem in Bandfiltern auf. Die Kopplung kann durch einen sogenannten Koppelschlitz erfolgen. Zu diesem Zweck sieht man eine kleine Öffnung in der Trennwand zwischen den beiden zu koppelnden Leitungskreisen vor (Bild 2.8.a). Diese Kopplungsart ist mit der kapazitiven Kopplung bei konventionellen Schwingkreisen zu vergleichen. Sie nimmt mit wachsender Frequenz zu.

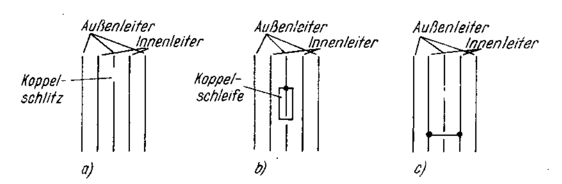


Bild 2.8. Verschiedene Kopplungsarten zwischen 2 Leitungskreisen; a — über Koppelschlitz (kapazitive Kopplung), b — über Koppelschleife (induktive Kopplung), c — galvanische Kopplung

Man kann die Kopplung zwischen 2 Leitungskreisen auch induktiv, mit Hilfe einer Koppelschleife, vornehmen (Bild 2.8.b). Eine Drahtschleife verbindet die Innenräume der zu koppelnden Kammern. Die eine Durchführung durch die gemeinsame Trennwand ist isoliert, die andere an der Durchführungsstelle leitend mit der Trennwand verbunden, d. h. an dieser Stelle an Masse gelegt. In den Kammern verläuft die Koppelschleife jeweils ein Stückchen parallel zum Innenleiter. An dieser Stelle wird in ihr eine Spannung induziert bzw. umgekehrt.
Die induktive Kopplung nimmt mit wachsender Frequenz ab. Während die Kopplung über Koppelschleife in der Nähe des Strommaximums auf dem Innenleiter erfolgen soll, hat die Kopplung über Schlitz ihre größte Wirksamkeit in der Nähe des Spannungsmaximums auf dem Innenleiter. Beide Stellen sind $^1/_4$ Wellenlänge voneinander entfernt. Da diese Wellenlänge sich definitionsgemäß mit der Abstimmung ändert, bereitet es Schwierigkeiten, gleichbleibende Kopplung (bzw. gleichbleibende Bandbreite) über einen großen Abstimmbereich zu erzielen.
Die mathematischen Probleme dabei sind sehr kompliziert. Sie sollen auch im Rahmen dieser Broschüre nicht behandelt werden.
Im Abschnitt 3. sind entsprechende fertige Lösungen beschrieben. Außerdem hat die Forderung nach konstanter Bandbreite über einen großen Abstimmbereich für den UHF-Fernsehamateur nur geringe praktische Bedeutung, denn mehr als einen UHF-Fernsehsender wird er in der Regel an seinem Wohnort nicht empfangen können.

Eine weitere Kopplungsart — die galvanische Kopplung — hat nur geringe Bedeutung. Man realisiert sie bei Leitungskreisen dadurch, daß eine Anzapfung des Innenleiters eines Kreises mit einer Anzapfung auf dem Innenleiter des anderen Kreises verbunden wird (Bild 7.8.c).

Der Koppelfaktor nimmt mit der Länge von Schlitz oder Schleife bzw. mit der Länge der angezapften Leitung — vom „kalten" Ende aus gerechnet — zu. Man überschaut diese Zusammenhänge leicht, wenn man sich an Stelle der Leitungskreise konventionelle Schwingkreise denkt.

Abschließend soll bereits an dieser Stelle ein praktischer Hinweis gegeben werden. Im hier interessierenden UHF-Fernsehbereich sind die Koppelschlitze zu Viertelwellenlängenkreisen 20 bis 30 mm lang (Breite etwa 10 mm), die Koppelschleifen ebenfalls 20 bis 30 mm lang mit 2 bis 3 mm Abstand zum Innenleiter des betreffenden Kreises.

2.4. Prinzipielle Unterschiede zwischen Tuner und Konverter

Bisher wurde lediglich der UHF-Tuner beschrieben. Im folgenden sollen die Unterschiede zwischen Tuner und Konverter behandelt werden. UHF-Konverter dienen zum einfachen Nachrüsten älterer Fernsehgeräte für den UHF-Bereich. Auch modernere Fernsehgeräte lassen sich mit Hilfe von Konvertern relativ einfach für den UHF-Empfang nachrüsten.

An dem Fernsehempfänger selbst ist dabei nichts zu ändern. Der Konverter wird an einer für UHF geeigneten Antenne lediglich dem Fernsehgerät vorgeschaltet. Er wandelt die zu empfangenden UHF in eine nicht belegte Frequenz des Bandes I um. Auf diese wird der Fernsehempfänger bei UHF-Empfang abgestimmt. Daher auch die Bezeichnung *Konverter* (aus dem Englischen: to convert $\triangleq$ wandeln).

Bild 2.9. zeigt den Übersichtsschaltplan der Konverterempfangsanlage. Welches sind nun die Unterschiede in der Schaltung zwischen Tuner und Konverter? Prinzipiell gibt es keine Schaltungsunterschiede! Beide Geräte setzen nach selek-

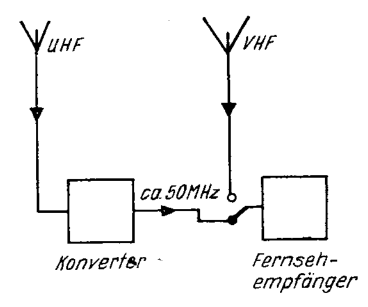


Bild 2.9. Übersichtsschaltplan eines Fernsehempfängers mit vorgeschaltetem UHF-Konverter

tiver Verstärkung die UHF in eine tiefere Frequenz um. Auch der Unterschied in der Ausgangsfrequenz ist bei beiden Gerätetypen nicht groß: 38,9 MHz (ZF) beim Tuner, 48,25 bis 62,25 MHz beim Konverter. Und doch gibt es einen großen prinzipiellen Unterschied zwischen Tuner und Konverter, der allerdings in der Schaltung nicht zum Ausdruck kommt.

Bekanntlich ist die Frequenz des Tonsenders beim Fernsehen stets um den Betrag der Differenzfrequenz (5,5 MHz) größer als die des betreffenden Bildsenders (*CCIR*-Norm). Der Sender Marlow z. B. arbeitet auf 217,25 MHz (Bild) und 222,75 MHz (Ton); der Berliner VHF-Fernsehsender sendet auf 175,25 MHz (Bild) und 180,75 MHz (Ton) usw.

Der Überlagerungsoszillator in allen Empfängerkanalwählern arbeitet auf einer um den Betrag der Zwischenfrequenz höheren Frequenz als die empfangene Eingangsfrequenz. Im Fall des Empfanges des Berliner Fernsehsenders ist das 214,15 MHz. Die Rechnung liefert folgendes Ergebnis: In der Mischstufe werden immer von Empfangs- und Überlagerungsfrequenz Summen- und Differenzfrequenz gebildet. Von diesen wird beim Tuner allein die Differenzfrequenz verwertet. Es ist stets $f_Z = f_ü - f_e$ oder mit den Zahlenwerten, gültig für den Berliner Fernsehsender,

$$f_Z = 214{,}15 - 175{,}25 = 38{,}9 \text{ MHz}.$$

Das ist der korrekte Wert der Zwischenfrequenz (Bildträger).

Die Summenfrequenz 214,15 + 175,25 = 389,4 MHz wird ausgesiebt.

Die Tonträgerzwischenfrequenz ergibt sich aus

$$f_Z = 214{,}15 - 180{,}75 = 33{,}4 \text{ MHz} ,$$

sie ist folglich in der ZF-Lage tiefer als die des Bildträgers. Man nennt ein solches Verfahren eine Umsetzung in die Kehrlage, da Bild- und Tonträger gegeneinander die Lage gewechselt haben.

Die Aufgabe des Konverters besteht aber darin, die empfangene UHF in eine VHF im Band I umzuwandeln, so daß sie wie üblich empfangen werden kann. Der Ausgang des Konverters muß demzufolge Bild- und Tonträger so abgeben, als kämen sie von einem VHF-Sender, d. h., der Tonträger liegt oberhalb des Bildträgers. Um das zu erreichen, muß der Überlagerungsoszillator im Konverter unterhalb der Empfangsfrequenz schwingen, also

$$f_Z = f_e - f_ü .$$

Die Größe der Frequenzdifferenz ergibt sich aus dem Kanal im Band I, in den umgesetzt wird.

Angenommen, es soll in den Kanal 3 umgesetzt werden. Dieser Kanal hat die „Soll"-Frequenzen von 55,25 MHz (Bild) und 60,75 MHz (Ton). Zum Empfang ist ein UHF-Sender mit 471,25 MHz (Bild) und 476,75 MHz (Ton) vorgesehen. Der Überlagerungsoszillator im Konverter muß demzufolge auf der Frequenz 471,25 — 55,25 = 416,0 MHz schwingen. Als Beweis mag das Berechnen der im Konverter gebildeten Tonträgerfrequenz dienen: Es entsteht die Frequenz

$$476{,}75 - 416{,}0 = 60{,}75 \text{ MHz} .$$

Das ist der exakte Wert der Tonträgerfrequenz für Kanal 3, in die die empfangene UHF umgesetzt werden sollte (siehe oben).

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß die gleichfalls in der Mischstufe entstehende Summenfrequenz 476,75 + 416,0 = 892,75 MHz ausgesiebt wird.

Zusammengefaßt kann also festgestellt werden: Der einzige prinzipielle Unterschied zwischen UHF-Tuner und UHF-

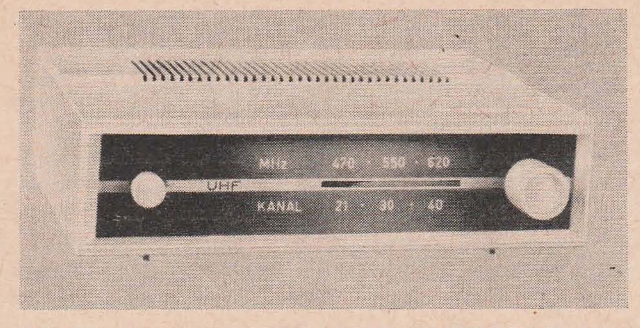


Bild 2.10. Ansicht eines industriell hergestellten UHF-Konverters (Foto: VEB *Fernsehgerätewerke* Staßfurt/*Arku*)

Konverter besteht darin, daß beim Tuner die Oszillatorfrequenz grundsätzlich höher ist als die Empfangsfrequenz, beim Konverter dagegen niedriger.
Aus dem Stromlaufplan läßt sich dieser Unterschied nicht ersehen. Konverterschaltungen sind ebenso aufgebaut und fast genauso dimensioniert wie Tunerschaltungen.
Tuner und Konverter unserer Industrie zeigen die Bilder 2.1. und 2.10. Konverter enthalten oft einen eigenen Netzteil, so daß sie ein komplettes Gerät für sich darstellen.

3. Schaltungen zum Nachbau

3.1. Konverter für die Umsetzung Band IV/Band I

Der einfachste und von vielen Amateuren aufgebaute UHF-Konverter (Bild 3.1.) verzichtet auf eine Vorstufe. Allerdings ist dann die Gefahr einer unbeabsichtigten Störstrahlung relativ groß. 2 als Bandfilter geschaltete Vorkreise TK 1 und TK 2 zwischen Antenneneingang und Konverter sind Bedingung: Die Trennschärfe des Bandfilters reicht im allgemeinen aus, um die etwa 100 MHz tiefer als die Empfangsfrequenz liegende Oszillatorfrequenz zu unterdrücken bzw. stark zu dämpfen.

Auch Bild 3.2. gibt den Stromlaufplan eines 1-Transistor-Konverters wieder. Für die Mischdiode D kann jede beliebige Ge-Universaldiode, wie z. B. der Typ *GA 100*, benutzt werden. Der Oszillatortransistor selbst ist relativ unkritisch, da in ihm keine Mischung stattfindet!

Der Oszillatortransistor muß allerdings noch bei etwa 450 bis 500 MHz schwingen. Man kann deshalb für ihn ausgesuchte Exemplare der Typen *GF 141 ... GF 143* (veraltet) oder *GF 146* verwenden. Selbstverständlich sind auch die entsprechenden Siliziumtransistoren wie *SF 136* oder *SF 137* brauchbar.

Die in Bild 3.1. und Bild 3.2. angegebenen Widerstandswerte sind lediglich Richtwerte. Der Kollektorstrom muß auf etwa 3 mA eingestellt werden. Über den 2-pF-Trimmer erfolgt die Rückkopplung. Die Kopplung vom Oszillatorkreis TK 3 auf die Diodenschleife soll möglichst gering sein. Im Extremfall (stark einfallender UHF-Sender) besteht die Kopplung nur in einer einfachen Leitungskreuzung mit dem Innenleiter des Oszillator-Leitungskreises. Die UHF-Drosseln in Bild 3.1. und Bild 3.2. sind mit Dr bezeichnet. Sie bestehen aus je etwa 150 mm isoliertem Kupferdraht, der auf einen 0,5-W-Widerstand gewickelt wird. Die Drahtenden sind an die Anschluß-

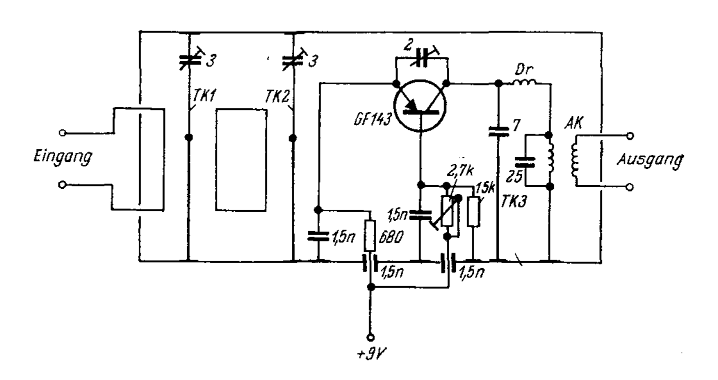


Bild 3.1. Stromlaufplan eines UHF-Konverters mit 1 Transistor

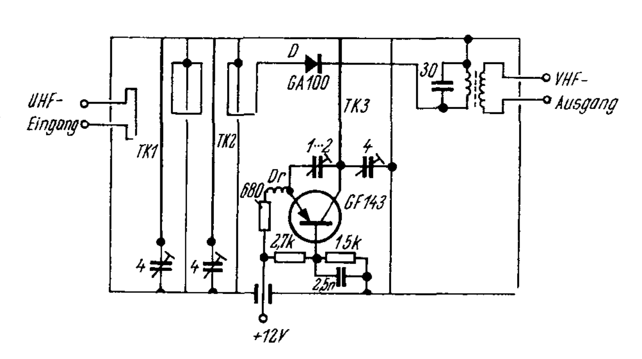


Bild 3.2. Stromlaufplan eines Konverters mit 1 Transistor und 1 Mischdiode

fahnen des Widerstandes angelötet. Der Wert des Widerstandes ist unkritisch, es wird ein Mittelwert von 5 bis 10 kΩ empfohlen.

Das Bandfilter am Ausgang ist auf etwa 65 MHz abgestimmt (Kanal 4 im Band I) und besteht aus 2 Wicklungen von je 4 bis 5 Windungen, 0,5-mm-Cu. Diese Wicklungen werden auf einen Stiefelkern aufgebracht. Da sie auf dem glatten Spulenkörper keinen Halt haben, sind sie mit Klebstoff (*Duosan*), besser noch mit Parafin festzulegen.

Die Rohrtrimmer von maximal 4 bis 5 pF parallel zu den Leitungskreisen müssen bei den ersten Empfangsversuchen auf beste Bildqualität bzw. Maximum getrimmt werden. Die Einstellung des Trimmers parallel zu TK 3 sollte von außen (z. B. durch einen Stellknopf) zugänglich sein. Zwar schwingt der Oszillatorkreis für den Empfang eines bestimmten Senders nur auf einer festen Frequenz, doch wird diese Frequenz durch Temperatur- und Spannungsschwankungen stets etwas beeinflußt. Es ist auf alle Fälle eine bequeme, von außen leicht zugängliche Abgleichmöglichkeit für sie vorzusehen.

Erwähnt werden muß, daß der Abgleich aller Kreise nur bei geschlossenem Deckel vorgenommen werden darf. Zu diesem Zweck sind die Rohrtrimmer in eine Wand des Topfkreises einzulassen. Ihr Außenbeleg wird großflächig mit dem Außenleiter des Topfkreises verlötet. Der Anschlußflansch ragt möglichst weit bis zur Mitte des Topfkreises hinein und ist so kurz wie möglich mit dem Innenleiter zu verlöten.

In der Fachzeitschrift *Funkschau* wird empfohlen, zur Herstellung des Chassis und der Topfkreise kupferkaschiertes Halbzeug (das Ausgangsmaterial für gedruckte Schaltungen) zu verwenden. Die Wände des kastenartigen Aufbaus mit den Innenmaßen 20 mm × 20 mm (Bild 3.4.) werden sauber mit einer starken Laubsäge aus dem kupferkaschierten Halbzeug ausgeschnitten und die Kupferbelege an den Stoßstellen sorgfältig auf der ganzen Länge miteinander verlötet. Auf diese Weise erspart man sich die mühevollen Klempnerarbeiten, die neben feinmechanischem Können das notwendige Werkzeug voraussetzen.

Die Verwendung von kupferkaschiertem Halbzeug ist nicht

neu. Viele Funkamateure der DDR machten mit dieser Bauweise gute Erfahrungen.

Die Berechnung der Leitungskreise ist der schwierigste Teil des Selbstbaues jedes UHF-Tuners oder UHF-Konverters. Sie wurde bereits behandelt. Man kann gut damit zurechtkommen, wenn man sich an den angegebenen Rechnungsgang hält. Leitungskreisdimensionierungen „über den Daumen" sollte der Amateur unterlassen. Dagegen können unter Umständen einfache Koaxialkabelstücke als Topfkreise provisorisch verwendet werden. Man schließt sie an einem Ende kurz (Innenleiter mit Außenleiter großflächig verlöten). Ihre Länge soll bei Band-IV-Empfang für die Vorkreise etwa 60 mm bis 70 mm und für den Oszillatorkreis etwa 120 mm bis 150 mm betragen.

Bild 3.3. zeigt den Stromlaufplan für einen komfortablen Konverter zum UHF-Empfang mit nicht dafür vorgesehenen Fernsehempfängern. Auch er ist transistorbestückt, wie es die moderne Technik als selbstverständlich ansieht. Röhrenbestückte Tuner mit 2× *PC 86* bzw. *PC 88* und *PC 86* oder den äquivalenten E-Röhren waren zu Beginn der sechziger Jahre in den Exportmodellen unserer Industrie zu finden, wie es dem damaligen Stand der Technik entsprach. Jedoch können sie gegenüber Tunern mit den Transistoren 2× *AF 139* (bzw. 2× *GF 145*) nicht konkurrieren. Die Oszillatorspannung ist 5- bis 10mal so groß wie bei den transistorisierten Konvertern, und demzufolge die von dem Gerät erzeugte Störstrahlung ebenfalls. Die Industrie schafft es zwar, mit mehr oder weniger großem Aufwand an Abschirmmitteln die von der *Deutschen Post* geforderten maximalen Störstrahlungswerte einzuhalten, dem Amateur aber, der die Störstrahlung gar nicht messen kann, gelingt das kaum. Aus diesem gleichen Grunde sind auch ältere Selbstbaukonverter mit Oszillatorröhre und Halbleitermischdiode abzulehnen. Völlig unmöglich sind röhrenbestückte Schaltungen, bei denen die Vorstufe mit der fragwürdigen Begründung fortgelassen wurde: „Das Gerät geht ja ohne Vorstufe ebenso gut!" Die Verfechter dieser Theorie beweisen nur, daß sie den Sinn der Vorstufe nicht verstanden haben. Besonders bei röhrenbestückten Konvertern

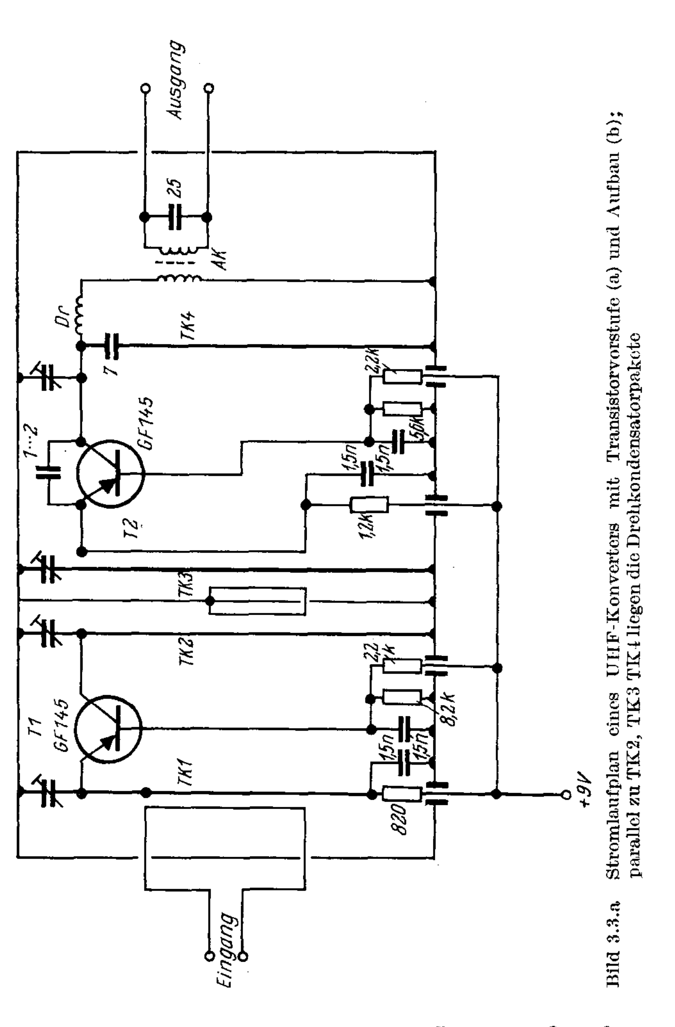


Bild 3.3.a Stromlaufplan eines UHF-Konverters mit Transistorvorstufe (a) und Aufbau (b); parallel zu TK2, TK3 TK4 liegen die Drehkondensatorpakete

hat die Vorstufe auf Grund ihrer großen Rückwärtsdämpfung die Aufgabe, die Oszillatorspannung an den Antennenklemmen kleinzuhalten, um dem Post- und Fernmeldegesetz zu genügen.

Weitere Argumente beweisen die Überlegenheit des transistorisierten Tuners bzw. Konverters gegenüber dem röhrenbestückten.

Der transistorisierte Tuner oder Konverter hat ein wesentlich geringeres Rauschen als der röhrenbestückte. Die Zahlenwerte für Band IV betragen 7 bis 15 kT_0.

Transistorisierte Tuner oder Konverter erwärmen sich im Betrieb kaum, da bei ihnen eine Heizung, wie bei Elektronenröhren, wegfällt. Folglich ist auch die wärmebedingte Frequenzdrift bei transistorisierten Tunern oder Konvertern wesentlich geringer als bei röhrenbestückten. Eine Einlaufzeit nach dem Einschalten fällt beim transistorisierten Gerät fort.

Transistorisierte Tuner lassen sich wesentlich kleiner und kompakter aufbauen als röhrenbestückte. Auf die Abführung eventueller im Gerät umgesetzter Wärme braucht keine Rücksicht genommen zu werden.

In der Schaltung nach Bild 3.3.a gelangt die Antennenspannung direkt, also ohne Symmetrieübertrager, zu einer Koppelschleife, die induktiv mit dem ersten Leitungskreis (TK 1) des Gerätes induktiv gekoppelt ist. Eine Koppelschleife bewirkt die Weiterleitung des Antennensignals an den Emitter von T 1 (*AF 139* bzw. *GF 145*).

Über einen kapazitiv mit 1,5 nF abgeblockten Emitterwiderstand von 820 Ω wird die Gleichspannung ebenfalls dem Emitter zugeführt. Der Emitterwiderstand kann 680 Ω bis 1 kΩ betragen, anzustreben ist ein Kollektorstrom von 2,0 mA in der Vorstufe.

Das erfordert bei $U_{CE} = -12$ V einen Basisstrom von rund $-40\ \mu$A. Dieser Basisstrom wird — wie meist in transistorisierten Schaltungen — von dem Basisspannungsteiler (in diesem Fall 8,2 kΩ und 2,2 kΩ) bewirkt. Der richtige Arbeitspunkt stellt sich automatisch ein, da sich bei größerem Kollektorstrom auch der Spannungsabfall am Emitterwiderstand vergrößert und die Basis zu positiven Spannungswerten gesteuert wird. Der Kollektorstrom müßte deshalb wieder abnehmen. Im Betrieb stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein.

Am Kollektor des Transistors T 1 liegt auch in dieser Schal-

tung ein Leitungskreis, der die Primärseite des Zwischenkreisbandfilters zwischen Vor- und Mischstufe darstellt. Die Abmessungen dieses Kreises gehen aus Bild 3.3.b hervor. Es wird

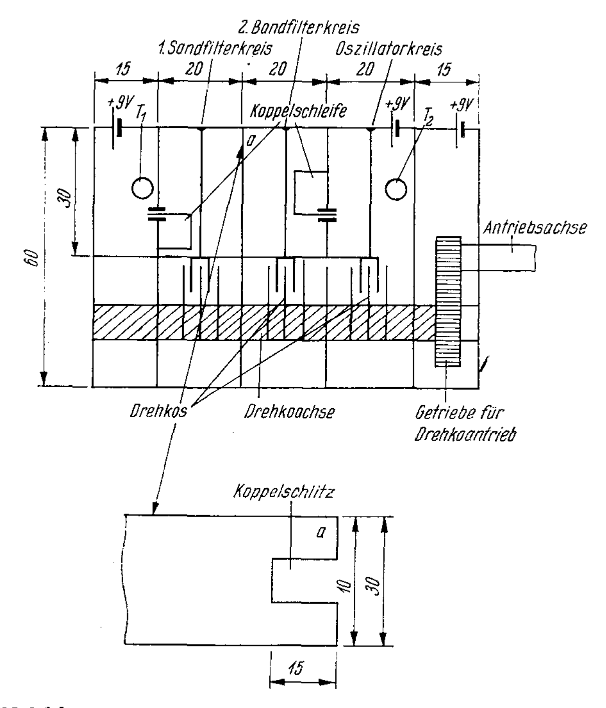


Bild 3.3.b

empfohlen, sie möglichst genau einzuhalten, da sich sonst Resonanzfrequenzen und Kopplungsfaktoren ändern und der Konverter nicht befriedigend funktioniert. Ebenso ist das Loch (Koppelschlitz) in der metallischen Abschirmwand zum 2. Leitungskreis kritisch.

Dieser 2. Leitungskreis wurde ähnlich ausgeführt wie der 1. Leitungskreis. Er bildet die Sekundärseite des Zwischenkreisbandfilters. Auffallend ist, daß er zu keinem aktiven

Bauelement führt — die Weiterleitung der verstärkten Energie übernimmt auch in dieser Stufe eine induktiv an den Leitungskreis gekoppelte Drahtschleife (Koppelschleife).
Diese Schleife führt zum Emitter des Transistors T 2 (*AF 139* oder *GF 145*), der die Mischung der Eingangsspannung mit der in ihm gleichfalls erzeugten Oszillatorspannung vornimmt (selbstschwingende Mischstufe). Der frequenzbestimmende Oszillatorkreis — ebenfalls ein Leitungskreis — liegt in der Kollektorleitung von T 2. Zur Rückkopplung ist das Gehäuse des Transistors oft nicht an Masse gelegt, sondern mit dem Emitter verbunden. Die kleine Kapazität zwischen Kollektor und Gehäuse reicht bei der hohen Oszillatorfrequenz meist für die Rückkopplung aus.
Wie allgemein in UHF-Konvertern üblich, fließt durch T 2 ein etwas größerer Kollektorstrom (etwa 3 mA), deshalb die gegenüber der Vorstufe etwas unterschiedlichen Widerstandswerte im Basisspannungsteiler und im Emitter.

Ein zu großer Kollektorstrom (etwa $\geqq$ 5 mA) kann zum Aussetzen der Schwingungen führen, da die Verstärkung des Transistors mit zunehmendem Kollektorstrom zurückgeht. Man nutzt das übrigens bei der Aufwärtsregelung von Verstärkerstufen aus. Außerdem nimmt das Rauschen mit dem Kollektorstrom ab.
Das Bandfilter zwischen UHF-Vorstufe und Mischstufe ist nur bei durchstimmbaren Konvertern notwendig. Bei Ausführungen, die nur für den Empfang eines Kanals ausgelegt sind, genügt völlig ein einziger Leitungskreis im Kollektorkreis der UHF-Vorstufe. Um sowohl Bildoptimum als auch Tonmaximum gleichzeitig zu erzielen, muß dieser Kreis gedämpft werden. Dafür gibt es 3 Möglichkeiten:

a — Durch einen ohmschen Widerstand parallel zu dem Innenleiter des Topfkreises. Diese Dämpfung läßt sich einfach herstellen und ändern. Richtwert für den Dämpfungswiderstand ist 5 bis 10 kΩ

b — Durch einen ohmschen Widerstand, der kurzgeschlossen in etwa 3 mm Abstand zum Innenleiter des Topfkreises angelötet wird. Richtwert für den Wert des Widerstandes ist 200 bis 500 Ω

c — Durch Anschluß des Kollektors entweder am Ende oder einer Anzapfung des Innenleiters. Beim Anschluß am Leiterende dämpft der Vorstufentransistor den Kreis am stärksten.

Die Kopplung zum Emitterkreis des Mischtransistors wird zweckmäßig durch eine etwa 30 mm lange Koppelschleife hergestellt, die in 2 mm bis 3 mm Abstand zum Topfkreisinnenleiter angebracht ist. Um Kurzschlüsse der Gleichspannungen zu vermeiden, empfiehlt es sich, die Koppelschleife mit Isolierschlauch zu überziehen.

Im Kollektorkreis von T 2 wird die umgesetzte HF-Energie ausgekoppelt. Sie hat ihr Maximum im Kanal 3, doch kann im Betrieb ohne weiteres auf die Kanäle 2 oder 4 ausgewichen werden, wenn Kanal 3 durch einen VHF-Sender gestört ist.

Bei Einhaltung der Maße ist die Schaltung des Konverters in Bild 3.3. nicht kritisch. Es wurden z. B. Widerstandswerte geändert und sogar die verwendeten *AF 139* gegen japanische npn-Transistoren ausgewechselt. Kritisch ist aber die Einhaltung der für die Transistoren zulässigen Grenzwerte. Die Kollektor-Emitterspannung U_{CE} darf unter keinen Umständen (auch nicht kurzzeitig) — 15 V überschreiten. Das zulässige Maximum für die Emitter-Basisspannung U_{BE} liegt sogar nur bei — 0,3 V. Zu beachten sind ferner der maximale Kollektorstrom (— 10 mA), der maximale Basisstrom (— 1 mA) und die maximal zulässige Gesamtverlustleistung. Diese darf bis 60 mW bei Umgebungstemperaturen bis + 45 °C betragen. Die Werte gelten sowohl für den Importtransistor *AF 139* als auch für den Austauschtyp *GF 145* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder).

Im weiteren wird der mechanische Aufbau (Bild 3.4.) beschrieben. Das kastenartige Chassis mit den Innenmaßen 60 mm × 90 mm × 30 mm ist (von vorn nach hinten) in folgende Kammern eingeteilt:

— Kammer für Auskoppeltransformator, Stromzuführung und Skalenantrieb;

— Oszillatorkammer mit Leitungskreis und Transistor T 2 (selbstschwingende Mischstufe);

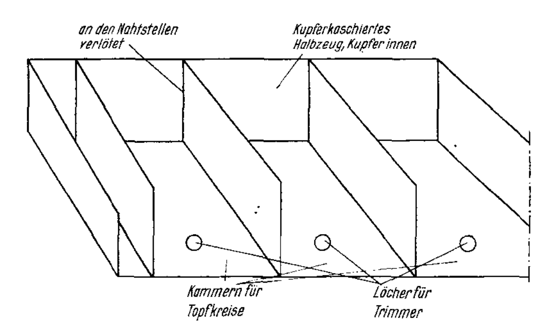


Bild 3.4. Mechanischer Aufbau des UHF-Konverters

— Kammer mit dem Sekundärkreis des Bandfilters und Koppelschleife;

— Kammer mit dem Primärkreis des Bandfilters;

— Kammer mit Antennentransformator und UHF-Vorstufe T 1.

In der Trennwand zwischen den beiden Bandfilterkreisen befindet sich der 10 mm × 15 mm große Koppelschlitz. Seine Abmessungen und seine Lage (mit a bezeichnete Kanten) sind genau einzuhalten. Die Spannungszuführung in die einzelnen Kammern erfolgt über Durchführungskondensatoren. Die gemeinsame Achse der 3 Drehkondensatoren geht durch sämtliche Kammern. Es ist darauf zu achten, daß über die Achse keine elektrische Verbindung (auch keine Masseverbindung) geführt wird.

Die Drehkondensatoren (etwa 3×5 pF) kann man durch 3 UHF-Tauchtrimmer ersetzen, wenn der Konverter lediglich auf einen Sender fest eingestellt wird.

Die Ansicht eines UHF-Konverters zeigt Bild 3.5.

In Zusammenhang mit dieser Schaltung wird darauf hingewiesen, daß die Verwendung des *AF 239* in der UHF-Vorstufe an Stelle von *AF 139* bzw. *GF 145* keine Vorteile bringt. Der *AF 239* wurde gefertigt, weil er besonders am hochfrequenten Ende des Bandes V (also bei über 700 MHz) ein etwas gerin-

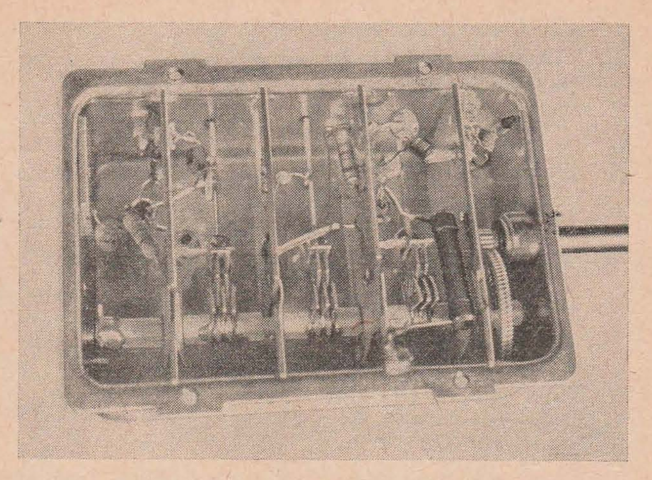


Bild 3.5. Ansicht eines geöffneten UHF-Konverters. Man sieht deutlich die einzelnen Kammern mit den Drehkondensatorpaketen in ihnen

geres Rauschen aufweist als seine Vorläufer. Da dieser Frequenzbereich für die Fernsehamateure der DDR uninteressant ist (siehe dazu S. 9), bedeutet die Beschaffung des *AF 239* eine unnütze Geldausgabe.

3.2. UHF-Antennenverstärker

Gerade bei älteren UHF-Tunern reicht oft die Grenzempfindlichkeit des Fernsehgerätes nicht, oder die Dämpfung der Antennenenergieleitung ist zu groß. Man erkennt diese Ursachen am schwachen und verrauschten Bild sowie an der sehr kritischen Synchronisation. In solchen Fällen kann ein kleiner Antennenverstärker Abhilfe schaffen, man erhält an Stelle eines kaum brauchbaren einen befriedigenden Fernsehempfang.

Voraussetzung für den erfolgreichen Einsatz von Antennenverstärkern ist:

a — Die Grenzempfindlichkeit des nachzuschaltenden Empfängers darf nicht besser oder gleich der des Antennenverstärkers sein.

b — Der Antennenverstärker muß unmittelbar nach der Antenne, d. h. vor der Energieleitung, angeordnet sein. Besonders bei längeren, also stärker dämpfenden Antennenenergieleitungen ist das wichtig.

In Bild 3.6. und Bild 3.7. sind die Stromlaufpläne von 1- und 2stufigen UHF-Antennenverstärkern wiedergegeben. Zur Ab-

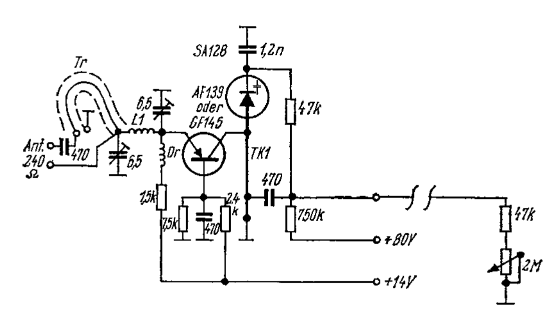


Bild 3.6. Stromlaufplan eines 1stufigen Antennenverstärkers mit Kapazitätsdiodenabstimmung

stimmung werden Kapazitätsdioden verwendet. Dafür sind auch die Typen *SAZ 12* und *SAZ 13* gut geeignet, notfalls *OA 910* mit einem in Serie geschalteten 25-Pf-Kondensator. Die Gleichspannung muß unmittelbar der Diode zugeführt werden.

Die verwendeten Topfkreise haben einen Wellenwiderstand von 200 Ω. Daraus lassen sich mit den auf S. 22 angegebenen Gleichungen leicht seine Querschnittsabmessungen berechnen. Die Länge des Topfkreises ergibt sich aus den Angaben in Bild 2.6. bzw. aus der Gleichung auf S. 26. Die Rauschzahlen der Verstärker betragen 4 bis 6 kT_0, beim 1stufigen Typ und 5 bis 7 kT_0 bei 2stufigen Ausführungen.

Die Stromlaufpläne in Bild 3.6. und Bild 3.7. sind für den Leser, der den Text dieser Broschüre bisher aufmerksam verfolgte, leicht verständlich. Die Eingangsspannung gelangt von

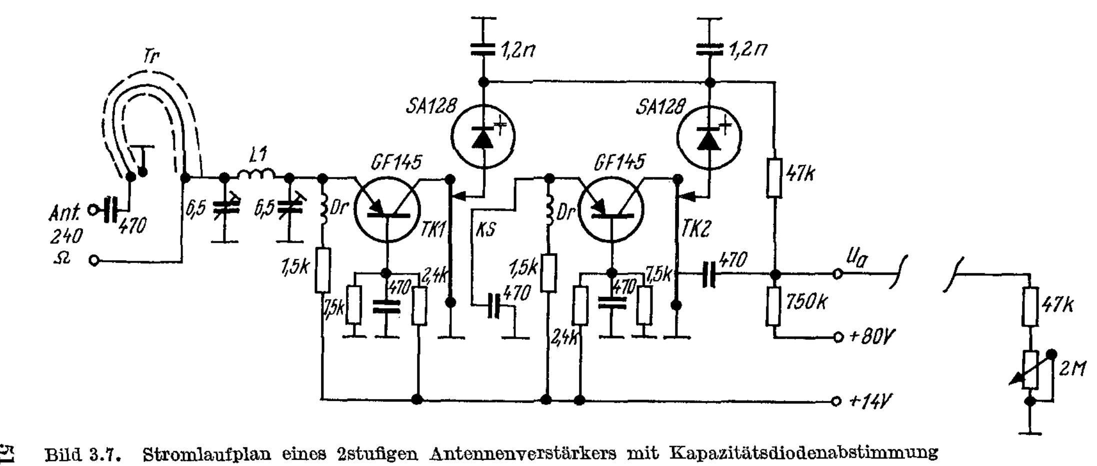


Bild 3.7. Stromlaufplan eines 2stufigen Antennenverstärkers mit Kapazitätsdiodenabstimmung

einer symmetrischen 240-Ω-Antenne zu dem Symmetrierglied Tr. Dieses besteht aus einer Koaxialleitung mit der elektrischen Länge von $\lambda/2$. Mit handelsüblichen 60-Ω-Koaxialkabeln hat es eine Länge von 170 mm bis 200 mm.

Eine Ader der 240-Ω-Leitung wird direkt an den unsymmetrischen Eingang, die andere unter Zwischenschaltung der $\lambda/2$-Umwegleitung an den Eingang angeschlossen. Da nach einer halben Wellenlänge Strom und Spannung ihre Phase um 180° gedreht haben, sind jetzt die Phasenlagen beider Adern gleich; die Leistungen addieren sich.

Die nunmehr asymmetrische Eingangsspannung gelangt an den Emitter des Transistors bzw. des 1. Transistors bei der 2stufigen Schaltung. Dieser Transistor ist durch einen Emitterwiderstand (1,5 kΩ) und einen Basisspannungsteiler (2,4 kΩ und 7,5 kΩ) gegen Temperaturschwankungen stabilisiert. Er arbeitet auf einen Viertelwellentopfkreis, dem eine Kapazitätsdiode elektrisch parallelliegt. Beim 1stufigen Verstärker wird die Ausgangsspannung an einer Anzapfung des Topfkreisinnenleiters direkt abgenommen (Anzapfung bei $^1/_{10}$ bis $^1/_5$ der Länge, vom „kalten" Ende betrachtet). Bei der 2stufigen Verstärkerausführung gelangt sie über eine Koppelschleife (20 mm Länge und etwa 5 mm Abstand parallel zum Topfkreisinnenleiter) zum Emitter des 2. Transistors. Diese 2. Stufe ist ebenso wie die 1. Stufe aufgebaut.

Den Gleichlauf der Kapazitätsdioden im 2stufigen Verstärker erreicht man, indem die Dioden nicht direkt an das „heiße" Ende des Topfkreisinnenleiters (wie beim 1stufigen Verstärker) angeschlossen werden, sondern an eine einstellbare Anzapfung des Innenleiters. Es steht nicht von vornherein fest, wodurch sich die Kapazitätsvariationen der beiden Dioden unterscheiden. Darum ist es auch nicht möglich, die Stellen der jeweiligen Innenleiteranzapfung anzugeben; diese müssen ausprobiert werden.

Bei ständigem Empfang nur desselben UHF-Fernsehsenders fallen die Gleichlaufprobleme fort. Die Dioden können direkt an die „heißen" Enden der Topfkreisinnenleiter angelötet werden. Die Kapazitätsdiodenabstimmung an Stelle Festkondensatorenabstimmung hat auch in diesem Fall den Vor-

teil, daß sich der Verstärker im Bedarfsfall nachstimmen läßt. In der Praxis wird das kaum einmal notwendig sein, denn die Kreise sind sehr breitbandig.

Bemerkenswert ist die Art der Kapazitätsdiodenabstimmung. Die dafür notwendige Gleichspannung wird über das Koaxialkabel geleitet, über das auch die verstärkte UHF-Energie vom Verstärkerausgang zum Empfängereingang gelangt. Der Empfänger- bzw. Konvertereingang muß kapazitiv abgeblockt sein, er darf keinen gleichstrommäßigen Durchgang haben.

Ein 2-MΩ-Potentiometer schließt die Gleichspannung zwischen Innen- und Außenleiter des Antennenenergiekabels mehr oder weniger kurz. Bedingt durch den 750-kΩ-Widerstand im Antennenverstärker wird durch diese Regelung die wirksame Gleichspannung an der Diode bzw. den Dioden zwischen etwa 0,5 und 25 V geändert.

Wer ein kleines Stück hochwertige doppelseitig kaschierte Platine für gedruckte Schaltungen (Epoxyd-, Glasfaser- oder Carbon-Hartgewebe) besitzt, kann sich komplizierte Rechnungen ersparen und den 1stufigen Verstärker gemäß dem Stromlaufplan in Bild 3.6. aufbauen.

Bild 3.8. und Bild 3.9. zeigen im Maßstab 1:1 die Negative von

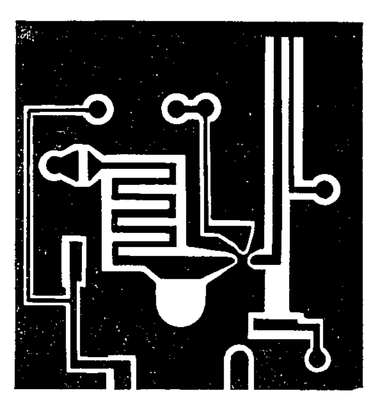


Bild 3.8. Negativ für gedruckte Leiterplatine eines 1stufigen Antennenverstärkers mit Kapazitätsdiodenabstimmung gemäß Stromlaufplan nach Bild 3.6. (nach *Telefunken*)

Vor- und Rückseite der gedruckten Schaltung. Der mäanderförmige Streifenzug bildet die Induktivität des π-Kreises im Eingang. Die Ansicht der fertigen Platine ist in Bild 3.10. wiedergegeben.

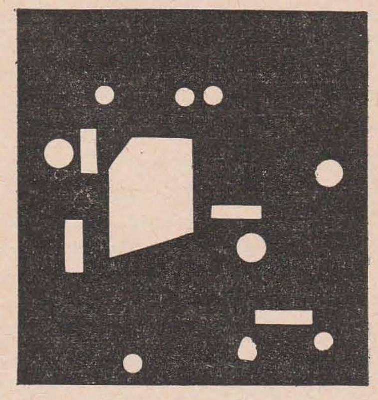


Bild 3.9. Negativ für die Rückseite der Platine nach Bild 3.8.

Der Topfkreis im Ausgang ist ebenfalls gedruckt und als Stück Streifenleitung ausgeführt. In der Verlängerung seines Innenleiters (in der Aussparung der Platine an dieser Stelle) befindet sich die Kapazitätsdiode. Der 470-pF-Kondensator zwischen dem dem Topfkreis abgewandten Ende der Diode und Masse ist ein Durchführungskondensator. Die Lage aller Teile zeigt Bild 3.10.

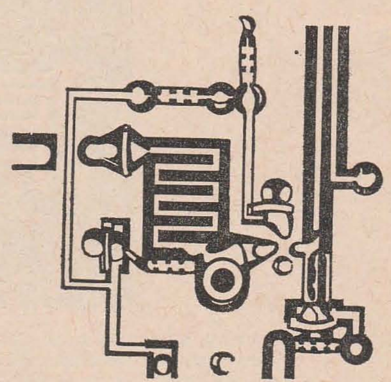


Bild 3.10. Ansicht des montierten 1stufigen Antennenverstärkers mit gedruckter Schaltung (nach *Telefunken*)

Leistungsverstärkung und Rauschzahl der Verstärker in gedruckter Schaltung entsprechen dem Verstärker in konventioneller Technik, der auf der folgenden Seiten besprochen ist.

Für den UHF-Amateur, der einen Antennenverstärker in konventioneller Technik aufbauen möchte, zeigt Bild 3.11. einen entsprechenden Stromlaufplan. Über eine Koppelschleife (etwa 20 mm lang) gelangt die Antennenenergie zu dem etwa 3 mm entfernten Topfkreis. Die Maße lauten:

Tiefe 35 mm,
Breite 35 mm,
Länge des Innenleiters 30 bis 35 mm,

Material für den Außenleiter — kupferkaschiertes Halbzeug
Material für den Innenleiter — 1-mm-CuAg-Draht.

Der gesamte Verstärker kann in der 1. Topfkreiskammer aufgebaut werden. Besser ist es jedoch, den Transistor und die 3 zugehörigen Widerstände in eine schmale Mittelkammer anzuordnen.

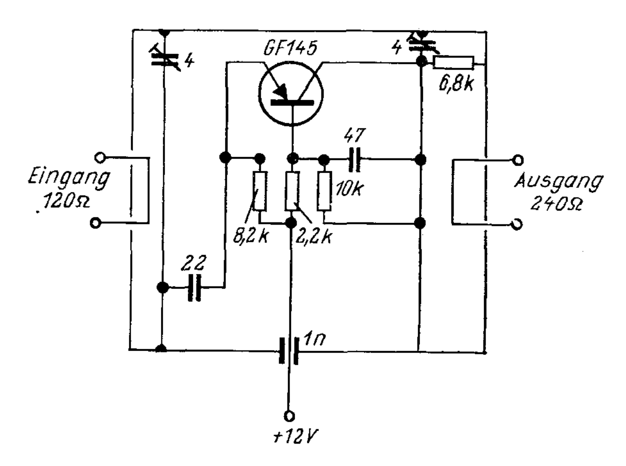


Bild 3.11. Stromlaufplan für einen 1stufigen UHF-Antennenverstärker

Der 6,8-kΩ-Widerstand parallel zum Ausgangstopfkreis erscheint im ersten Moment überflüssig, da er vom Topfkreisinnenleiter kurzgeschlossen wird. Er dient der Dämpfung des Kreises. Der Wert 6,8 kΩ ist lediglich als Richtwert zu betrachten. Im Interesse einer möglichst großen Verstärkung (etwa 10 dB sind erreichbar) sollte der Dämpfungswiderstand so groß wie möglich ausgelegt werden.

Der Eingangskreis wird an einer Anzapfung ausgekoppelt, damit der niederohmige Transistoreingang (etwa 60 Ω) den Kreis nicht zu stark bedämpft. Die Länge der Anzapfung ist nicht sehr kritisch. Es wird empfohlen, die Anzapfung probeweise bei $^1/_{10}$ bis $^1/_5$ vom unteren, „kalten“ Ende anzuschließen. Ein Maximum läßt sich bei Betrieb des Verstärkers erzielen, indem man die Anzapfung probeweise verändert und dabei gleichzeitig das empfangene Fernsehbild beobachtet.

Obwohl in Bild 3.11. die Betriebsspannung noch mit 12 V angegeben wird, kann die Stromversorgung mit 9 V erfolgen. Dafür ist auch der in Abschnitt 3.3. beschriebene Stromversorgungsteil ausgelegt. In bezug auf die Abmessungen der Koppelschleife am Ausgang gelten die gleichen Werte wie für die Koppelschleife am Eingang (20 mm Länge, Abstand zum Topfkreisinnenleiter etwa 3 mm).

Vielleicht wird die kurze Beschreibung der UHF-Antennenverstärker einige Neulinge zunächst verwirren. Der mechanische Aufbau dieser Geräte ist aber schwieriger als z. B. der Aufbau eines transistorisierten Einkreisrundfunkempfängers. Um es noch einmal zu wiederholen: Jede unzweckmäßig verlegte und zu lange Verbindungsleitung kann das Arbeiten des Gerätes ebenso in Frage stellen wie die Verwendung ungeeigneter Bauelemente. Der Selbstbau von UHF-Geräten setzt darum viele theoretische und praktische Kenntnisse voraus.

3.3. Netzteile für die beschriebenen Geräte

Im Prinzip kann die Stromversorgung der beschriebenen Konverter und Verstärker aus 2 bis 3 in Serie geschalteten Flach-

batterien erfolgen. Dennoch ist ihre Stromversorgung aus dem Netz vorzuziehen. Der Netzteil braucht lediglich 9 bis 12 V bei 5 mA abzugeben. Aus Sicherheitsgründen ist auf eine galvanische Trennung vom Lichtnetz zu achten. Allstromnetzteile oder solche mit Spartransformatoren sind deshalb als Stromversorgung für die beschriebenen Geräte nicht zu empfehlen.

Bild 3.12. zeigt den Stromlaufplan eines zweckmäßigen Netzteiles. Der Netztransformator hat die Größe M 42/15.

Daten der Wicklungen

Wicklung 1

W 1 besteht aus etwa 5000 Wdg., 0,09-mm-CuL. Es ist streng lagenweise zu wickeln. Zwischen jeweils 3 Lagen wird eine Lage 0,03 mm starkes Lackpapier gefiedert eingelegt.

Wicklung 2

Nach einer Zwischenisolation von mindestens 2×0,1 mm Lackpapier ist W 2 zu wickeln. W 2 erhält etwa 1900 Wdg., 0,07-mm-CuL. Auch in diesem Fall wird nach je 3 Lagen eine gefiederte Lagenisolation von 0,03 mm Lackpapier vorgesehen-

Wicklung 3

Nach erneuter Zwischenisolation von 2×0,1 mm Lackpapier erfolgt W 3, bestehend aus 300 Wdg., 0,1-mm-CuL.

W 2 liefert eine Gleichspannung für die elektronische Abstimmung und kann entfallen, wenn nur der Konverter betrieben wird. Die Gleichrichtung erfolgt durch 4 Dioden *OA 665*. W 3 soll die Betriebsspannung für die Transistoren des Gerätes liefern. Da hierfür nur etwa 9 bis 12 V bei 5 mA benötigt werden, genügen für die Gleichrichtung 4 Germaniumdioden *OA 625*.

Parallel zur Wicklung W 3 ist eine kleine 24-V-Fernsprechlampe geschaltet, die die Betriebsbereitschaft des Netzteiles

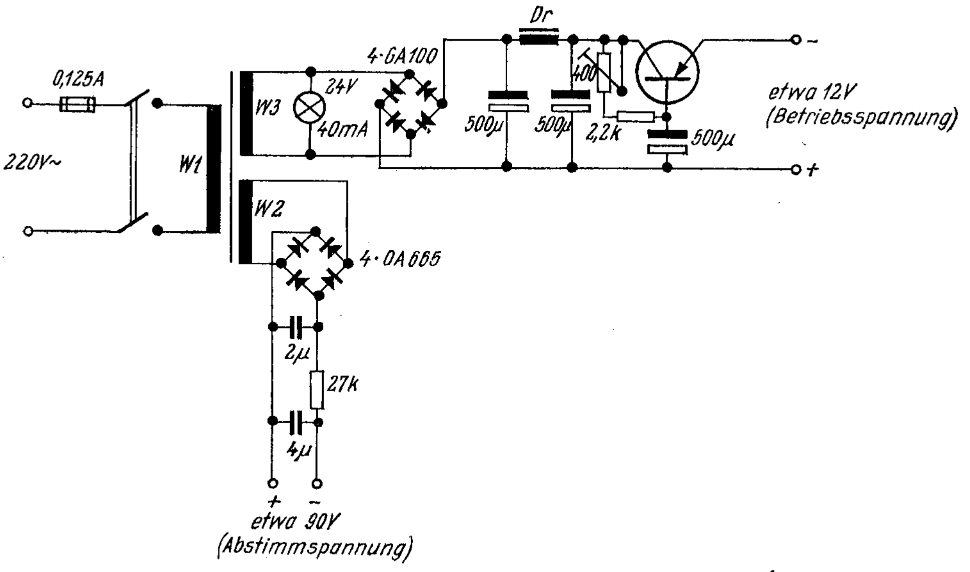


Bild 3.12. Stromlaufplan eines geregelten Netzteiles für UHF-Antennenverstärker und -Konverter mit *GC121*

anzeigt. Sie glimmt nur schwach, da die Spannung an ihr nur etwa 13 V beträgt.

Daten der Siebdrossel Dr

Sie besteht aus 250 Wdg., 0,6-mm-CuL, die auf einen Kern M 42 gewickelt sind. Die Bleche enthalten einen Luftspalt von 0,5 mm und sind gleichsinnig geschichtet, so daß der Luftspalt durch den gesamten Eisenkernsteg geht.

Das Gerät ist stark überdimensioniert, da es auch für andere Aufgaben dienen sollte.

Der Regelnetzteil kann auch mit einem Transistor *GC 301* bestückt werden. In diesem Fall sind folgende Änderungen des Stromlaufplanes nach 3.12. zu empfehlen:

Unmittelbar vor dem Emitter des Regeltransistors wird ein 18-Ω-Widerstand eingefügt. Parallel zum Elektrolytkondensator zwischen der Basis des Transistors und dem Pluspol ist ein 270-Ω-Widerstand zu legen.

Für den Konverter wird der Netzteil zweckmäßig mit dem eigentlichen Gerät zusammen in ein Gehäuse eingebaut. Beim Antennenverstärker empfiehlt sich der getrennte Aufbau des Netzteiles mit dem Abstimmungsregler, der es gestattet, die Spannung an den Dioden zu regeln. Der Antennenverstärker befindet sich ja nicht am gleichen Ort, sondern ist an der Antenne oder in deren Nähe angebracht. Die Abstimmspannung wird über die HF-Leitung zum Antennenverstärker geführt.

3.4. Messungen und Abgleich von UHF-Geräten

Es liegt im Wesen der Wissenschaft, daß man erzielte Ergebnisse mißt, d. h. qualitativ erfaßt und somit kontrolliert. Auch der nur aus Liebhaberei in der Technik tätige Mensch, der Amateur also, kann nicht auf Messungen verzichten. Aus-

nahmen sind kein Zeichen für besondere Begabung oder Intelligenz, sondern allenfalls für viel Glück!

Was aber kann man nun mit einfachen Mitteln an UHF-Geräten messen? Da sind zunächst die Gleichspannungen und -ströme. Sie geben bereits über vieles Auskunft. Ein Transistor kann nur dann befriedigend funktionieren, wenn er in einem dafür geeigneten Arbeitspunkt betrieben wird.

Wenn der Transistor in Ordnung ist und den vom Hersteller propagierten Daten ungefähr entspricht, kommt man meist ohne Messung des Kollektorstromes aus. Notfalls kann dieser über den Umfang des Spannungsabfalls am Emitterwiderstand ermittelt werden: Der Emitterstrom (also ungefähr der Kollektorstrom) ergibt sich aus dem Quotienten des Spannungsabfalles U_E und dem Wert des Emitterwiderstandes R_E.

Es besteht der mathematische Zusammenhang

$$I_E = \frac{U_E}{R_E}.$$

Man achte beim Arbeiten mit dieser Gleichung darauf, daß stets die Grunddimensionen eingesetzt werden (V, A, Ω). Mit Hilfe des auf diese Weise ermittelten Emitterstromes (≈ Kollektorstromes) und der Spannung zwischen Emitter und Kollektor (im folgenden U_{CE} genannt) kann die Verlustleistung des Transistors errechnet werden. Sie ist stets

$$P_V = U_{CE} \cdot I_C.$$

Dieser Wert muß kleiner oder höchstens gleich der maximalen Verlustleistung sein, die vom Hersteller für den betreffenden Transistor angegeben wird. Dabei ist zu berücksichtigen, daß sich die maximale Verlustleistung stets auf eine bestimmte Umgebungstemperatur bezieht, die ebenfalls nicht überschritten werden darf. Für den meist verwendeten UHF-Transistor *AF 139* bzw. *GF 145* beträgt die maximale Verlustleistung 60 mW bei Umgebungstemperaturen bis 45 °C und 100 mW bei 25 °C. Zwischen der maximal zulässigen Verlustleistung $P_{V max}$ eines Transistors, seiner maximalen Sperr-

schichttemperatur ϑ_j und seinem Wärmewiderstand R_{thJU} zwischen Sperrschicht und Umgebung besteht die Beziehung

$$P_{v\,max} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_{amb}}{R_{thJU}},$$

wobei ϑ_{amb} die Umgebungstemperatur ist. Man kann für sie meist 25 °C als Maximalwert einsetzen.

Bei der Kontrolle muß darauf geachtet werden, daß die Verlustleistung des Transistors bzw. der Transistoren in einem Versuchsaufbau unter der maximal vom Hersteller angegebenen liegt. Nun wird die Spannung zwischen Emitter und Basis festgestellt. Diese Spannung ist mit Hilfe eines hochohmigen Voltmeters ($R_e = 20\,k\Omega/V$) direkt zwischen den beiden Elektroden zu messen, oder man ermittelt sie eventuell durch getrenntes Messen der Spannungen beider Elektroden gegen den Pluspol der Speisespannungsquelle und der Differenz beider.

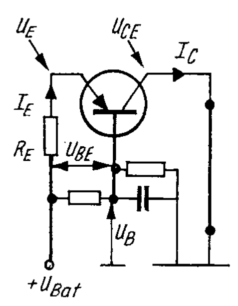
Dabei muß die Spannung an der Basis stets größer sein als die am Emitter. Die Spannung U_{BE}, d. h. die Spannung zwischen Emitter und Basis, ergibt sich zu

$$U_{BE} - |U_B| - |U_E| \quad \text{bzw.:} \quad U_{BE} = U_B - U_E\,.$$

Siehe dazu auch Bild 3.13.

Die Spannung U_{BE} darf beim Transistor *AF 139* bzw. *GF 145* den Wert 0,3 V nicht übersteigen, da sonst die Gefahr der Beschädigung des Transistors besteht. Es wurde vorausgesetzt, daß auch die Spannung U_{CE} — also zwischen Emitter und Kollektor gemessen — den Wert 15 V nicht übersteigt.

Den Ungeübten im Selbstbau von transistorisierten Geräten wird es überraschen, daß im Stromlaufplan entsprechend Bild 3.8. und in allen anderen Stromlaufplänen dieser Broschüre der Minuspol der Transistorspeisespannung an Masse liegt. Das ist ein scheinbarer Widerspruch zu der oft geübten Praxis, den Pluspol an Masse zu legen. Trotzdem handelt es sich nicht etwa um ein Versehen. Allen erfahreneren Elektronikamateuren ist bekannt, daß in transistorisierten HF-Geräten der Minuspol der Speisespannung an Masse liegt, da dadurch u. a. Siebmittel eingespart werden.



$$I_E = I_C \approx 2\,\mathrm{mA}$$
$$U_B \approx 1{,}5 \cdots 2{,}5\,\mathrm{V}$$
$$U_{CE} = |U_{Bat}| - |U_E| \approx 6{,}5 \cdots 10{,}5\,\mathrm{V}$$
$$U_{BE} = |U_B| - |U_E| \leqq 0{,}3\,\mathrm{V}$$
$$P_V = |U_{CE}| \cdot |I_C| \leqq 100\,\mathrm{mW} \text{ bei } \vartheta_{amb} \leqq 25\,^{\circ}\mathrm{C}$$

Bild 3.13. Meßpunkte an einem Transistor im UHF-Gerät (U_{BE} muß gegen Ermitter gemessen werden)

Eine praktische Konsequenz ergibt sich aus dieser Schaltung des Minuspols: Alle Gleichspannungen sind in bezug auf Masse positiv! Das erleichtert vieles; denn auch bei der Elektronenröhrentechnik wird auf diese Weise verfahren.

Die beschriebenen Gleichspannungsmessungen stellen zunächst einmal sicher, daß die Grenzwerte des verwendeten Transistors bzw. der verwendeten Transistoren nicht überschritten werden und der Arbeitspunkt etwa eingehalten ist.

Hat man den Aufbau der Schaltung korrekt ausgeführt, d. h., enthält sie keine Schaltfehler, dann muß der Transistor verstärken bzw. schwingen. Bei zu niedriger Grenzfrequenz bzw. zu geringer Stromverstärkung und zu geringer Rückkopplung schwingt der Transistor nicht. Deshalb lautet die nächste Frage: Woran erkennt man, daß ein Transistor schwingt?

Diese Frage läßt sich ohne HF-Meßgerät nur schwer beantworten. Am sichersten ist folgender Test: Kollektor und Emitter des zu prüfenden Transistors in der Schaltung werden mit einem kleinen Kondensator (10 bis 100 pF) überbrückt und dabei der Kollektorstrom bzw. der Spannungsabfall am Emitterwiderstand an einem Instrument beobachtet. Da ein

schwingender Transistor einen anderen Kollektorstrom aufweist als ein Transistor, der nicht schwingt, muß das Antasten des Kondensators zum Aussetzen der Schwingungen und somit zur Veränderung des Kollektorstromes führen.

Noch schwieriger ist es, ohne HF-Meßgerät zu ermitteln, auf welcher Frequenz ein Transistor schwingt. In diesem Fall hilft nur das Durchstimmen über einen größeren Bereich bei angeschlossener UHF-Antenne und angeschlossenem Fernsehempfänger. Bei korrekter Oszillatorfrequenz muß der örtlich einfallende UHF-Sender zu empfangen sein!
Man versichere sich jedoch vorher, ob ein solcher Sender überhaupt in Betrieb ist, etwa durch Vergleich mit einem anderen, bereits funktionierenden UHF-Konverter oder durch telefonische Rückfragen. Schon mancher Amateur verzweifelte fast bei der Fehlersuche in seiner Empfangsanlage, da an diesem Tage der örtliche Fernsehsender gerade einmal „nicht in der Luft“ war.

Es kann aber auch vorkommen, daß ein Transistor bei einer bestimmten Frequenz noch schwingt, während die Schwingungen bei einem Durchstimmen des Bereiches abreißen. Die theoretische Erklärung dafür ist einfach: Bis zu einer bestimmten Frequenz war die Rückkopplung groß genug, um Schwingungen anzufachen bzw. zu unterhalten. Bei anderen Frequenzen nahm die Verstärkung bzw. die Rückkopplung so weit ab, daß das nicht mehr der Fall war. Meist wird die Oszillatorfrequenz bei Verstimmung nach höheren Frequenzen abreißen. Hier muß die Verstärkung — besonders bei Annäherung an die Grenzfrequenz — zurückgehen. Aber auch die umgekehrte Wirkung kann eintreten. In diesem Fall ist bei größeren Frequenzen vermutlich die Rückkopplung über die inneren Transistorkapazitäten größer.

Bei beiden Erscheinungen hüte man sich vor übereilten Schlüssen auf die Grenzfrequenz des Transistors, besonders bei der erstgenannten. Naheliegender ist es, daß der Arbeitspunkt des Transistors nicht stimmt. Das kann z. B. der Fall sein, wenn der Basisteilerwiderstand zum Pluspol der Speisespannung einen Defekt aufweist bzw. seinen Wert verändert hat.

4. Materialfragen

4.1. Grundsätzliches zu den verwendeten Bauelementen

Wie in allen Hochfrequenzschaltungen sind kürzeste Verbindungsleitungen auch bei UHF Bedingung. Darüber hinaus ist zu beachten, daß der bekannte Skin-Effekt bei UHF eine große Rolle spielt: Ein Draht leitet in diesem Fall nicht mehr mit dem gesamten Querschnitt, sondern nur etwa $5 \cdot 10^{-3}$ mm tief, von der Oberfläche aus gemessen. Deshalb sind oxydierte Leitungen auch besonders schlechte UHF-Leiter. Man sollte möglichst nur versilberte Kupferdrähte mit ausreichendem Durchmesser (0,8 mm mindestens) für UHF führende Leitungen verwenden.

Außerdem hat jede Leitung eine Induktivität (Bild 4.1.). Man muß bedenken, daß eine Induktivität von 10 nH bei 500 MHz bereits einen induktiven Blindwiderstand von rund 31,4 Ω darstellt.

Das Gegenstück zur Induktivität ist die Kapazität. Jede Leitung hat eine *Schaltkapazität* gegenüber ihrer Umgebung. Bereits eine Kapazität von 1 pF bedeutet bei 500 MHz nur noch einen kapazitiven Blindwiderstand von rund 300 Ω. Hinzu kommt, daß Isolierstoffe, die bei technischem Wechselstrom (50 Hz) noch ausgezeichnet wirken und bei Mittelwellen noch verwendet werden können, bei UHF aber völlig unbrauchbar sind. Die Ursache ist der mit der Frequenz stark ansteigende Verlustfaktor. Es lassen sich z. B. Hartgummi, Hartpapier (*Pertinax*) oder Gummi bei UHF als Isolierstoffe nicht verwenden. Vorzuziehen sind *Calit, Polystyrol* und Glimmer.

Bei den Bauelementen muß berücksichtigt werden, daß Widerstände mit gewendelter Nut in der Widerstandsschicht eine bei UHF nicht mehr zu vernachlässigende Induktivität aufweisen. In diesem Fall sind Massewiderstände mit 0,05 W bis

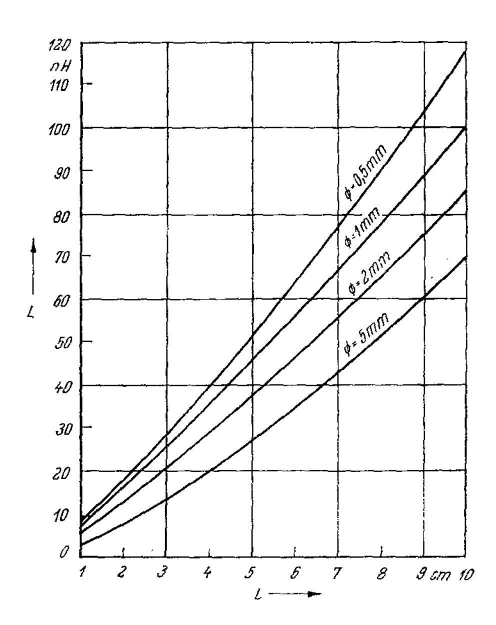


Bild 4.1. Induktivität einer gestreckten Leitung in Abhängigkeit von ihrer Länge, Leitungsdurchmesser als Parameter

höchstens 0,5 W Nennbelastung vorzuziehen. Stärker belastbare Widerstände haben meist zu große Abmessungen und deshalb eine zu große Kapazität gegenüber der Umgebung. Sehr günstig erweisen sich Widerstände mit radikalen Anschlüssen, doch wird der Amateur selten auf sie zurückgreifen können. Die Anschlußfahnen sind auf etwa 10 mm bis 20 mm zu kürzen. Das gilt übrigens auch für die „Beine" der Transistoren, die nicht länger als etwa 10 mm sein sollten.
Als Kondensatoren sollte man nur induktionsarme Typen mit hochwertigem Dielektrikum verwenden. Verklatschungskondensatoren sind nicht größer als etwa 500 pF bis maximal 1,6 nF zu wählen. Für einen UHF-mäßigen Kurzschluß reicht diese Größe völlig aus. Größere Kondensatoren können bei einigen hundert Megahertz mit ihrer Induktivität in Resonanz geraten und deshalb eventuell gerade zum Gegenteil der beab-

sichtigten Wirkung führen! Natürlich gelten die strengen „UHF-Gesichtspunkte" nur für Bauelemente, die tatsächlich an UHF-Spannung liegen bzw. von UHF-Strom durchflossen werden, also nicht etwa z.B. für Widerstände im Netzteil.

Leitungen, die Versorgungsspannungen zu UHF-Geräten führen, sind an der Eintrittsstelle immer über Durchführungskondensatoren, besser noch Durchführungsfilter anzuschließen. Eventuelle auf der Leitung stehende HF-Spannungen werden dadurch vor dem Austritt aus dem Gerät kurzgeschlossen.
Um ein Abstrahlen der Energie zu vermeiden, ist grundsätzlich jedes UHF führende Bauelement metallisch abzuschirmen. Die Abschirmung muß auf großer Fläche mit der Erdleitung (Masse) des Gerätes verbunden sein. Wichtig ist nicht der mit Durchgangsprüfer meßbare ohmsche Widerstand der Abschirmung gegen Masse, sondern ihr Widerstand bei einigen hundert Megahertz!

Diese Ausführungen sind für erfahrene Amateure nichts Neues. Sie haben für den, der selbst bauen will, unangenehme Konsequenzen. Einerseits sollten alte Bauelemente aus der „Kramkiste" bei UHF möglichst nicht verwendet werden, da man nicht weiß, ob und wieweit sie hier noch brauchbar sind. Andererseits erfordert der Selbstbau von UHF-Geräten neben speziellen Kenntnissen und Erfahrungen auch größere Geldmittel. Deshalb sollte der Anfänger nicht mit dem Bau von UHF-Geräten beginnen, da das erfahrungsgemäß wenig Sinn hat. Als Material für Chassis und Abschirmbleche empfiehlt sich die Verwendung von versilberten Messing- oder Kupferblechen. Eisenblech, auch verkadmet, ist selbst bei gut leitender Oberfläche unbrauchbar, da Eisen ein ferromagnetisches Material darstellt. Aus dem gleichen Grund verbietet sich ein Nickelüberzug auf Chassis und Abschirmblechen. Aluminium — bei niedrigen Frequenzen als ausgezeichneter Leiter bekannt — überzieht sich an der Luft mit einer hauchdünnen Schicht schlecht leitenden Oxides und sollte deshalb ebenfalls bei UHF nicht verwendet werden.

Als Material für Chassis selbstgebauter UHF-Geräte ist kupferkaschiertes Halbzeug zu empfehlen, wie bereits auf

S. 41 erwähnt wurde. Es läßt sich leicht bearbeiten und leitet sehr gut. Die mit ihm aufgebauten Topfkreise dienen gleichzeitig als Chassis für das Gerät. Dieses enthält außer den erwähnten Topfkreisen nur noch 1 bis 2 Transistoren sowie einige Widerstände und Kondensatoren.

Die Speisespannungsleitungen führt man auch in diesem Fall über Durchführungskondensatoren (einige hundert Pikofarad) in das Innere der Kammern. Es ist zu beachten, daß im Gegensatz zu Transistorgeräten für kleinere Frequenzen Abmessungen und Genauigkeit beim Bau von UHF-Geräten meist die entscheidende Rolle spielen!

Die Verwendung von für UHF ungeeigneten Trimmerkondensatoren sollte man vermeiden. Diese Kondensatoren weisen oft eine für UHF zu große Induktivität auf. Es gibt spezielle UHF-Trimmer mit 0,6 bis 4,5 pF, die sich gut für die in dieser Broschüre beschriebenen Geräte eignen.

4.2. Material für UHF-Antennen und Energieleitungen

Es gibt viele UHF-Empfangsantennen, und zahlreiche Typen werden auch von Betrieben der DDR hergestellt. Besonders sei auf die Erzeugnisse des VEB *Antennenwerke* Bad Blankenburg verwiesen.

Der Amateur wird es in den meisten Fällen vorziehen, sich seine Antenne selbst zu bauen. Entsprechende Antennen sind u. a. in *Rothammel:* Antennenbuch *(Deutscher Militärverlag)*, *Rothe/Spindler:* Antennenpraxis (VEB *Verlag Technik*) und *Streng:* UHF-Fernsehempfang (VEB *Verlag Technik*) ausführlich beschrieben. Für die Antennenelemente kann Material aus Aluminium bzw. Aluminiumlegierungen oder Bronze verwendet werden, Material aus Eisen oder dessen Verbindungen sind dagegen nicht brauchbar. Für Antennenträger darf man selbstverständlich Stahl benutzen, wenn die Stahlteile nur der mechanischen Befestigung dienen.

Einen bestimmten Antennentyp zu empfehlen hätte wenig Sinn. Die für den einzelnen Fernsehteilnehmer günstigste

Antenne hängt von ihrer Entfernung zum Sender, ihrer örtlichen Lage, der Empfindlichkeit der Empfangsanlage und den örtlich gegebenen Störmöglichkeiten durch Reflexionen, Kraftfahrzeuge usw. ab.
Für die Antennenenergieleitung erweist sich 240-Ω-Bandleitung als günstiger, da sie dämpfungsärmer ist als Koaxialkabel. Diese Bandleitung sollte möglichst versilberte Adern haben. Günstiger dürfte die 240-Ω-Schlauchleitung sein, da die Bandleitung unter dem Einfluß der Witterung leidet und nach einigen Jahren ersetzt werden muß, wenn sie im Freien verlegt ist.
Den Einfluß der Alterung auf die Dämpfung zeigt Tabelle 4.1., die auf Messungen des VEB *Kabelwerk* Vacha beruht.

Tabelle 4.1. Einfluß der Alterung auf die Dämpfung einer 240-Ω-Energieleitung

Zustand	Dämpfung in dB/100 m bei 100 MHz	200 MHz	500 MHz	700 MHz
neu, freihängend	4,5	6,5	10,8	14
neu, 10 mm Abstand zur Wand	5,2	8,7	22	38
nach 3 Jahren freihängend	6,1	10	21	33
nach 3 Jahren 25 mm Wandabstand	6,1	10	23,5	43

Verwendet werden oft Antennenweichen, um UHF- und VHF-Antennen eines Fernsehempfängers über die gleiche Energieleitung betreiben zu können. Man muß jedoch berücksichtigen, daß solche Weichen ebenso wie Transformationsglieder Verluste haben und die ohnehin schwache Antennenenergie noch weiter dämpfen.
In der angeführten Literatur sind derartige Weichen erwähnt. Tabelle 5.6. gibt einen Überblick über die z. Z. (1968) von unserer Industrie hergestellten Kabel für Antennenenergie-

leitungen. Die in der Tabelle angeführten Dämpfungswerte gelten nur annähernd für neue Leitungen, die frei verlegt sind. Nach 2 bis 5 Jahren nimmt die Dämpfung einer Flachbandleitung aber so zu, daß ihre Verwendungsmöglichkeit fraglich ist (Dämpfungszunahme 50 bis 200 Prozent).

Bei abgeschirmten Leitungen (z. B. dem Typ *240 D 5-2*) zeigt sich diese witterungsbedingte Dämpfungszunahme im allgemeinen nicht. Aus diesem Grund sollte auch der Amateur solche Kabel trotz ihres höheren Preises gegenüber Flachbandleitungen vorziehen, wenn er sie im Freien verlegen muß. Im Endeffekt wird dadurch Geld gespart, denn man braucht die Antennenenergieleitung nicht nach einigen Jahren zu ersetzen. Außerdem sind die Empfangsverhältnisse konstanter.

Ein weiterer Grund, der gegen die Verwendung von 240-Ω-Flachbandleitungen spricht, ist die Strahlungsdämpfung. Flachbandleitungen haben im Gegensatz zum Koaxialkabel und abgeschirmten symmetrischen Zweidrahtleitungen die Eigenschaft, in geringem Maße die zu transportierende Energie wieder auszustrahlen. Die dadurch entstehenden Verluste nennt man *Strahlungsdämpfung*. Diese liegt bei den handelsüblichen Flachbandleitungen bei 0,6 dB/m, gemessen bei 600 MHz.

Das ist nur ein Bruchteil der Leitungsdämpfung. Die Strahlungsdämpfung hängt quadratisch proportional vom Verhältnis Aderabstand der Leitung / Wellenlänge ab. Sie nimmt deshalb bei gegebener Leitung nach hohen Frequenzen stark zu. Das erklärt auch, warum bei den Meterwellen die Strahlungsdämpfung keine Rolle spielt — sie tritt noch nicht in Erscheinung. Bei der 240-Ω-Flachbandleitung beträgt die Strahlungsdämpfung bei 200 MHz erst etwa 0,06 dB/m.

4.3. UHF-Transistoren

Als UHF-Transistoren eignen sich alle HF-Transistoren, deren maximale Schwingfrequenz oberhalb 500 bis 900 MHz liegt. Das bedeutet, daß die Grenzfrequenz der Verstärkung ebenfalls groß sein muß. Es wäre jedoch verkehrt, einfach Grenz-

frequenz = maximale Schwingfrequenz zu setzen! Eine allgemeingültige Umrechnungsformel von einer Größe in die andere gibt es nicht und kann es auch nicht geben. Die Verstärkung eines Transistors hat nichts unmittelbar zu tun mit seinen Grenzfrequenzen, bzw. es gibt Transistoren mit bestimmten f_α bzw. f_β und verschieden großen Stromverstärkungen.

Deshalb hat z. B. der bewährte Prototyp des UHF-Transistors, der Mesa-Typ *AF 139*, eine Grenzfrequenz f_T von nur 550 MHz, obwohl man ihn in UHF-Tunern bis 860 MHz findet. Unser UHF-Transistor *GF 145* wird sogar (laut vorläufigen Daten des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt/Oder) mit $f_T \geq 250$ MHz propagiert, obwohl er für UHF-Tuner mindestens des Bandes IV bestimmt ist.

Nachstehend die wichtigsten Grenzfrequenzen und ihre international gebräcuhlichen Symbole:

f_α — Die „α-Grenzfrequenz" (auch f_{h21b}), bezeichnet die Frequenz, bei der die Kurzschlußstromverstärkung des betreffenden Transistors in Basisschaltung um das 0,707fache abgesunken ist.

f_β — Die „β-Grenzfrequenz" (auch f_{h21e}), bezeichnet die Frequenz, bei der die Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung auf das 0,707fache abgesunken ist.

f_T — Die Transit- oder Übergangsfrequenz stellt die Frequenz dar, bei der die Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung auf den Wert 1 abgesunken ist. Diese Frequenz wird auch gelegentlich mit f_1 oder $f_{\beta 1}$ bezeichnet.

f_{max} — Stellt diemaximale Schwingfrequenz dar, d. h., oberhalb dieser Frequenz ist die Ausgangsleistung (meist in Basisschaltung) kleiner als die Eingangsleistung des betreffenden Transistors. Die Rückkopplungsbedingung $k \cdot v \geqq 1$ ist dann nicht mehr erfüllt, und der Transistor kann nicht schwingen.

Zwischen f_α und f_β besteht die einfache Umrechnungsgleichung

$$f_\beta = f_\alpha\ (1 - \alpha) \text{ bzw. } f_\alpha = \frac{f_\beta}{1 - \alpha};$$

f_α — Grenzfrequenz in Basisschaltung, f_β — Grenzfrequenz in Emitterschaltung, α — Kurzschlußstromverstärkungsfaktor in Basisschaltung.

α ist immer kleiner als 1. Oft kennt man von einem Transistor lediglich den Kurzschlußstromverstärkungsfaktor β in Emitterschaltung, meist einfach als *Stromverstärkungsfaktor* bezeichnet. Die Umrechnungsgleichungen zwischen f_α und f_β lauten dann

$$f_\beta = f_\alpha \left(1 - \frac{\beta}{\beta + 1}\right)$$

bzw.

$$f_\alpha = f_\beta \, \frac{1 + \beta}{1 - \beta}.$$

Zwischen f_α, f_β und f_T bestehen keine einfachen Umrechnungsgleichungen, bzw. sie sind nicht unabhängig von der Stromverstärkung des betreffenden Transistors. Eine Näherungsgleichung besagt, daß man etwa mit

$$f_T \approx 0{,}8\, f\alpha \quad \text{bzw.} \quad f_\alpha \approx 1{,}25\, f_T$$

rechnen kann.

In Tabelle 5.1. (Anhang) sind die Daten der wichtigsten europäischen UHF-Transistoren aufgeführt.

Über die jeweilige Sockelschaltung des betreffenden UHF-Transistors sollte man sich bereits vor seinem Einlöten in die Schaltung informieren. In Bild 5.1. ist die Sockelschaltung des *AF 139* bzw. *GF 145* gezeigt. Es muß beachtet werden, daß einige Transistoren zwar ähnliche Sockel haben, wie z. B. der Typ *GF 122*, aber andere Sockelschaltungen aufweisen.

Prüfungen an UHF-Transistoren sollten nur mit größter Vorsicht erfolgen. So darf die maximale Spannung zwischen Emitter und Basis beim Transistor *AF 139* nur maximal — 0,3 V betragen und der maximale Basisstrom nur 1 mA! Einfache Durchgangsprüfer (Monozelle oder Taschenlampenbatterie mit Glühlampe in Reihe) dürfen nicht zwischen beiden Elektroden angeschlossen werden, da dadurch der Transistor überlastet und vermutlich zerstört würde. Zu empfehlen ist ein

Durchgangsprüfer gemäß Bild 4.2. Mit ihm kann auch die empfindliche Basis-Emitter-Strecke nicht beschädigt werden.

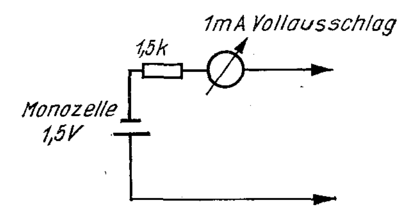


Bild 4.2. Zweckmäßige Schaltung eines Durchgangsprüfers

Tabelle 5.1. UHF-Transistoren verschiedener europäischer Hersteller (s. Bild 5.1.)

Typ	$U_{CB\,max}$ in V	$I_{C\,max}$ in mA	$U_{BE\,max}$ in V	$I_{B\,max}$ in mA	f_T in MHz	R_{th} in grd/mW	Sockel Bild 5.1.	Material
AF 139	— 20	— 10	— 0,3	— 1	≧ 550	≦ 0,75	f	Ge
AF 239	— 20	— 15	— 0,3	— 1	≧ 650	≦ 0,75	f	Ge
AF 240	— 20	— 10	— 0,3	— 1	≧ 650	≦ 0,75	f	Ge
AFY 16	— 30	— 8	— 0,5	— 1	≧ 550	≦ 0,75	f	Ge
AFY 18	— 30	— 100	— 0,7		600	≦ 0,75	b	Ge
AFY 34	— 40	— 20	— 0,3		3500*)		d	Ge
AFY 37	— 32	— 20	— 0,3		≧ 600	≦ 0,75	f	Ge
AFY 39	— 32	— 30	— 0,3		500	0,45	a	Ge
AFY 40	— 32	— 20	— 0,3	— 2	≧ 700	≦ 0,55	f	Ge
AFY 41	— 30	— 10	— 0,3	— 1	≧ 650	≦ 0,75	f	Ge
AFY 42	— 30	— 10	— 0,3	— 1	≧ 650	≦ 0,75	f	Ge
BF 123	+ 40	+ 25	+ 4	+ 3	≧ 550	≦ 0,3	c	Si
BF 155	+ 40				≧ 600			Si
BF 161	+ 50				≧ 550			Si
BF 173	+ 40	+ 25	+ 4		≧ 550	≦ 0,65	a	Si
BFX 20	+ 30				> 450			Si
BFX 21	+ 30				> 800			Si
BFX 55	+ 60	+ 400	+ 3,5	+ 100	≧ 500	≦ 0,22	b	Si

BFX 59	+ 30	+ 100	+ 3	+ 30	≧ 800	≦ 0,65	f	Si
BFX 60	+ 40	+ 25	+ 4		≧ 550	≦ 0,65	a	Si
BFX 62	+ 30	+ 12	+ 4		≧ 1000	0,65	f	Si
GF 145	— 20	— 10	— 0,3	— 1	≧ 250	≦ 0,75	f	Ge
SF 136	+ 20	+ 200	+ 5	+ 20	≧ 300	≦ 0,5	b	Si
SF 137	+ 40	+ 200	+ 5	+ 20	≧ 300	≦ 0,5	b	Si
ГТ 313 A	— 15	— 10			300	0,75	e	Ge
ГТ 313	— 15	— 10			450	0,75	e	Ge

*) Maximale Oszillatorfrequenz

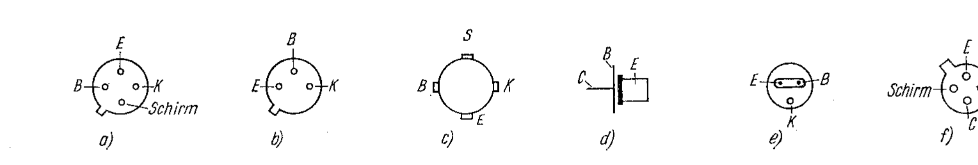


Bild 5.1. Sockelschaltung der UHF-Transistoren

Tabelle 5.2. Rauschzahlen, Rauschfaktoren, Rauschleistungen und Rauschspannungen bei Fernsehbandbreite (7 MHz), Zimmertemperatur (293 °K) und R_e = 60 bzw. 240 Ω

Rauschzahl kT_0	Rauschfaktor in dB	Rauschleistung in 10^{-14} W	Rauschspannung in μV an 60 Ω	an 240 Ω
0,5	— 3,0	1,41	0,92	1,84
1	0,0	2,82	1,30	2,60
2	3,0	5,64	1,84	3,68
3	4,7	8,46	2,25	4,50
4	6,0	11,28	2,60	5,20
5	7,0	14,10	2,90	5,80
6	7,8	16,92	3,19	6,38
7	8,5	19,64	3,43	6,86
8	9,0	22,56	3,68	7,36
9	9,6	25,38	3,90	7,80
10	10,0	28,20	4,11	8,22
15	11,8	42,30	5,03	10,06
20	13,0	56,40	5,81	11,62
25	17,6	68,70	6,42	12,84

Tabelle 5.3. Fernsehkanäle im Band IV nach CCIR

Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz	Sender des DFF
21	471,25	476,75	
22	479,25	484,75	Leipzig II
23	487,25	492,75	
24	495,25	500,75	
25	503,25	508,75	
26	511,25	516,75	
27	519,25	524,75	Berlin II, Löbau I
28	527,25	532,75	
29	535,25	540,75	Dresden II, Schwerin II
30	543,25	548,75	
31	551,25	556,75	Dequede II
32	559,25	564,75	
33	567,25	572,75	
34	575,25	580,75	
(35)	(583,25)	(588,75)	
(36)	(591,25)	(596,75)	
(37)	(599,25)	(604,75)	

Tabelle 5.4. Der internationale Farbkode

Farbe	Zahl	Potenz
Schwarz	0	10^0
Braun	1	10^1
Rot	2	10^2
Orange	3	10^3
Gelb	4	10^4
Grün	5	10^5
Blau	6	10^6
Violett	7	10^7
Grau	8	10^8
Weiß	9	10^9
Gold	5 %	
Silber	10 %	
(ohne Farbe)	20 %	

Bei Widerständen wird grundsätzlich die Einheit Ω mit dem Farbkode ausgedrückt, bei Kondensatoren die Einheit pF.

Tabelle 5.5. Stufung der Werte von Widerständen und Kondensatoren

Bezeichnung	Toleranz	Werte
E 6	± 20 %	1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8
E 12	± 10 %	1; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2
E 24	± 5 %	1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1
E 48	± 2 %	1; 1,05; 1,10; 1,15; 1,20; 1,25; 1,30; 1,40; 1,50; 1,55; 1,60; 1,70; 1,80; 1,90; 2,00; 2,10; 2,20; 2,30; 2,40; 2,55; 2,70; 2,85; 3,00; 3,15; 3,30; 3,45; 3,60; 3,75; 3,90; 4,10; 4,30; 4,50; 4,70; 4,90; 5,10; 5,35; 5,60; 5,90; 6,20; 6,50; 6,80; 7,15; 7,50; 7,85; 8,20; 8,60; 9,10; 9,55

Tabelle 5.6. *HF-Energieleitungen*)*

a) unabgeschirmte Leitungen

Leitungstyp	300 A 6-1	240 A 4-1	240 B 5-2
Leiter	2 parallele Kupferlitzen mit 0,9 mm Durchmesser		
Leiterabstand	6,4 ± 0,5 mm	4,4 ± 0,5 mm	4,8 ± 0,5 mm
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	elliptischer Polyäthylenschlauch, mit Zell-PE gefüllt
Außenabmessungen	1,5 mm × 8,1 mm	1,5 mm × 6,1 mm	5,0 mm × 7,8 mm
Wellenwiderstand in Ω	300±15	240±12	240±12
Kapazität, etwa	13 pF/m	16 pF/m	18 pF/m
Verkürzungsfaktor, etwa	0,8	0,8	0,8
kleinster Biegeradius	5 mm	5 mm	50 mm
Dämpfung je 100 Meter bei			
100 MHz	3,9 dB	4,3 dB	4,3 dB
200 MHz	5,7 dB	6,7 dB	6,7 dB
400 MHz	8,5 dB	10 dB	10 dB
800 MHz	15 dB	22 dB	22 dB

b) abgeschirmte Leitungen

Leitungstyp	240 D 6-1	240 D 5-2	240 D 10-3
Innenleiter	2 parallele Kupferlitzen mit dem Durchmesser		
	0,4 mm	0,25 mm	0,5 mm
Dielektrikum	Polystyrolstützen	Polyäthylen mit Lufträumen	
Außenleiter	Kupfergeflecht mit dem Durchmesser		
	6,9 mm	5,3 mm	11,5 mm
Außenabmessungen	9,0 mm Durchmesser	8,0 mm Durchmesser	13,7 mm Durchmesser
Wellenwiderstand in Ω	240±24	240 ± 20	240 ± 20
Kapazität, etwa	18 pF/m	18 pF/m	18 pF/m
Verkürzungsfaktor, etwa		0,82	0,82
kleinster Biegeradius	90 mm	80 mm	140 mm
Dämpfung je 100 m bei			
100 MHz	15 dB	18 dB	9,5 dB
200 MHz	21 dB	26 dB	15 dB
400 MHz	29 dB	36 dB	20 dB
800 MHz	43 dB	58 dB	28 dB

*) **Auszug aus dem Lieferkatalog des VEB** *Kabelwerke* Vacha, Stand 1/1968.

Tabelle 5.7. Logarithmische Maße für Verstärkung (Gewinn) und Dämpfung

Logarithmisches Maß in dB	Leistung Gewinn	Leistung Dämpfung	Spannung bzw. Strom Gewinn	Spannung bzw. Strom Dämpfung
0	1	1	1	1
0,5	1,12	0,89	1,06	0,94
1	1,26	0,79	1,12	0,89
2	1,58	0,63	1,26	0,79
3	2,00	0,50	1,41	0,71
4	2,51	0,39	1,58	0,63
5	3,16	0,32	1,78	0,56
6	3,98	0,25	2,00	0,50
7	5,01	1,99	2,23	0,45
8	6,31	0,16	2,51	0,39
9	7,94	0,13	2,82	0,35
10	10,00	0,10	3,16	0,32
12	15,85	0,063	3,98	0,25
15	31,62	0,032	5,62	0,18
20	100,00	0,010	10,00	0,10

Literatur

Bomhardt/Neuhauser/Hartrumpf: Abstimmung mit Reaktanzdioden im Bereich der Bänder I...V, behandelt am Beispiel von fernabstimmbaren Antennenverstärkern, Röhren- und Halbleitermitteilung 64 08 111, Telefunken AG, Ulm-Donau 1964

...: electronicum; Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

...: Elektronisch abstimmbare UHF-Verstärker auf der Basis von doppelseitig mit leitender Folie beschichtetem Dielektrikum, Röhren- und Halbleitermitteilung 65 09 124, Telefunken AG, Ulm/Donau 1965

Franz, J.: Einfache Vorsatzgeräte für UHF-Fernsehempfang, „Radioschau" **14** (1964) 2, Seite 68 bis 73

Franz, J.: Einfache UHF-Vorsatzgeräte als Experimentier-Vorschläge, „Funkschau" **40** (1968) 11, Seite 347 bis 349 und 12, Seite 391 bis 393

Megla, G.: Dezimeterwellentechnik, Fachbuchverlag, Leipzig 1955

Morgenroth, O.: Funktechnische Bauelemente, „Der praktische Funkamateur", Band 23, Verlag Sport und Technik, Berlin 1961

Ocker, H.: Schwingkreise im Fernsehband IV und V, Röhren- und Halbleitermitteilungen 58 11 48, Telefunken AG, Ulm-Donau 1958

Reck, Th.: UHF-Empfänger, „Der praktische Funkamateur", Band 33, Verlag Sport und Technik, Berlin 1961

Rothammel, K.: Praxis der Fernsehantennen I und II, „Der praktische Funkamateur", Band 55 und Band 56, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

Streng, K. K.: ABC der Fernsehempfängertechnik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1970

Streng, K. K.: Einiges über Leitungskreise, „funkamateur" **9** (1960) 9, Seite 304 bis 306

Streng, K. K.: UHF-Fernsehempfang, 4. Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin 1968

Tarnic, U.: f_T-Messungen an Transistoren, „radio und fernsehen" **14** (1965) 16, Seite 489/490

91

